ТРАНЗИСТОРНАЯ ТЕХНИКА

Г. И. ФИШЕР

Г. И. Фишер

Транзисторная техника для радиолюбителей



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

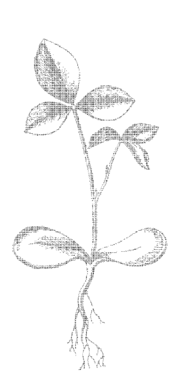
Выпуск 617

Г. И. ФИШЕР

ТРАНЗИСТОРНАЯ ТЕХНИКА ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ

Перевод с немецкого
А. В. БЕЗРУКОВА





ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1966 ЛЕНИНГРАД

УДК 621 382
Ф 68

В книге описаны физические основы работы транзисторов, их параметры и характеристики, методы расчета и построения радиотехнических схем на транзисторах, а также готовые конструкции. Приведены справочные данные по зарубежным транзисторам.

Предназначена для широкого круга радиолюбителей.

H. J. Fischer

Transistortechnik für den Funkamateur
Deutscher Militärverlag.

Фишер Ганс Иоахим

Транзисторная техника для радиолюбителей. Перевод с немецкого А В. Безрукова. М —Л , изд-во «Энергия», 1966. 184 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 617).

3-4-5
368-66

Редактор *Ю. Л. Голубев* Техн. редактор *В. Н. Малькова*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 4/V 1966 г. Подписано в печать 3/IX 1966 г. Бумага типографская № 2 84×108 1/32 Печ. л. 9,66. Уч.-изд. л. 11,7. Тираж 100 000 экз.
Цена 70 коп. Заказ 382.

Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А М. Горького Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР, Гатчинская, 26.

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Эта книга является, пожалуй, единственной, занимающей среднее положение среди книг, посвященных транзисторам, т. е. изложение материала в ней ни слишком элементарно, ни слишком строго. В то же время обширный материал в ней систематизирован и, безусловно, полезен широкому кругу радиолюбителей.

Приведенные методы расчета различных транзисторных схем очень просты и иллюстрированы примерами, что облегчает их усвоение. В книге есть главы, посвященные очень интересным вопросам, например шумам транзисторов и построению малошумящих схем, параметрам транзисторов и методам их измерения.

В русском переводе некоторая часть второстепенного материала сокращена.

Желаю радиолюбителям успехов в их творчестве.

А. Безруков

ИЗ ПРЕДИСЛОВИЯ АВТОРА

... Цель этой книги состоит в том, чтобы сообщить читателю необходимые сведения о принципе работы транзисторов и их применении в радиотехнике. При изложении материала автор, где это возможно, избегал приводить математические выкладки; вкратце представлены и теоретические основы. В центре внимания — практические конструкции. Книга заканчивается таблицами параметров зарубежных транзисторов. Если эта небольшая книга пробудит у читателя интерес к занятиям в этой увлекательной области, если он с успехом построит некоторые из описанных конструкций, то это будет означать, что книга достигла поставленной цели.

Ганс Иоахим Фишер

ГЛАВА ПЕРВАЯ

РАЗВИТИЕ ТРАНЗИСТОРНОЙ ТЕХНИКИ

1-1. ВРЕМЯ ОСНОВНЫХ ПОЗНАНИЙ (1880—1948 гг.)

Необходимыми условиями создания современных полупроводниковых элементов явились результаты физических исследований механизма проводимости твердых тел и изучение влияния примесей на проводимость.

Развитие полупроводниковой техники можно исторически разбить на три этапа: основные открытия (1880—1920 гг.); точный физический анализ (1920—1948 гг.); создание транзистора и его дальнейшее техническое усовершенствование (с 1948 г. по сегодняшний день).

В 1886 г. немецкий химик К. А. Винклер открыл германий, который за несколько лет до этого был предсказан Д. И. Менделеевым. Еще раньше, в 1823 г., шведский химик И. Я. Берцелиус открыл кремний. Оба вещества в технике полупроводников играют доминирующую роль. В 1906 г. Данвуд, поместив кристалл карборунда между металлическими электродами, получил детектор. В том же году Пиккард предложил точечный кремниевый диод — прообраз современных кремниевых диодов, применяемых в технике дециметровых волн. В 1915 г. Бенедикс исследовал выпрямляющие свойства кристалла германия. Однако в то время ученым не хватало ни экспериментального оборудования, ни теоретических знаний. Лишь во время второй мировой войны бурными темпами началось развитие полупроводниковой техники, в первую очередь приборов, применявшихся в радарных устройствах и устройствах связи на дециметровых волнах. В 1938 г. Хилш и Поль создали усилитель на монокристалле бромида натрия, однако практического применения он не нашел. Лишь в 1948 г. в лаборатории американской компании «Бэлл» был создан полупроводниковый усилительный элемент, названный транзистором. Новый прибор был запатентован, и за его создание американцы Бардин, Брайттейн и Шокли в 1956 г. были награждены Нобелевской премией.

1-2. ВРЕМЯ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ

После опубликования результатов работ Бардина, Брайттейна и Шокли во всем мире началась напряженная работа по усовершенствованию транзистора. Первый образец транзистора представлял собой

монокристалл германия, на котором были укреплены точечные металлические контакты. В последующие годы были исследованы запорные слои и зоны, получаемые введением в полупроводник атомов других элементов, что привело к созданию плоскостного транзистора. Теперь изготовляется почти исключительно этот тип транзисторов, правда, в различных видоизменениях. Усовершенствуются и полупроводниковые выпрямители, которые, имея небольшие размеры и высокий к. п. д., могут работать при высоких напряжениях.

Дальнейшие исследования в этой области будут, по-видимому, вестись в следующих направлениях: исследование материалов и новых конструкций транзисторов; расширение температурного диапазона до 500° С; расширение частотного диапазона до 10 *Ггц*; повышение мощности, рассеиваемой на коллекторе, до нескольких киловатт.

В заключение этой главы приводим таблицу важнейших дат истории развития полупроводниковой техники.

Хронологическая таблица развития полупроводниковой техники

1823 г. — открыт кремний;
1876 г. — селеновый фотоэлемент;
1879 г. — эффект Холла;
1886 г. — открыт германий;
1889 г. — диод из кристалла сульфида свинца;
1904 г. — точечный диод;
1925 г. — купроксный выпрямитель;
1927 г. — варистор;
1928 г. — селеновый выпрямитель;
1938 г. — кремниевый диод;
1940 г. — терморезистор;
1941 г. — германиевый диод;
1946 г. — кремниевый фотоэлемент;
1948 г. — точечный транзистор; униполярный транзистор;
1949 г. — фототранзистор;
1951 г. — легированный транзистор;
1954 г. — кремниевый мощный силовой диод; кремниевый транзистор; кремниевый солнечный элемент;
1956 г. — диффузионный транзистор; мезатранзистор;
1958 г. — туннельный диод;
1958 г. — интегральные полупроводниковые схемы; микромодули; варикап;
1960 г. — планарный транзистор; эпитаксиальный транзистор;
1961 г. — пленочные схемы; микроволновой транзистор; управляемый выпрямитель (тиристор);
1962 г. — оптический квантовый генератор на твердом теле.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Для понимания того, что в кристалле германия возможен процесс усиления, необходимы некоторые физические знания. Однако точная теория *p-n* перехода настолько сложна, что выходит за рамки данной книги.

2-1. ИСХОДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Само название «полупроводник» говорит нам, что свойства полупроводника отличаются от свойств металлов и изоляторов. На рис. 2-1 представлены величины проводимостей твердых тел. Можно видеть, что, например, закись меди, селен, германий перекрывают диапазон около десяти порядков. Между полупроводниками и диэлектриками провести резкую границу нельзя, ибо проводимость первых зависит от наличия примесей.

Проводимость полупроводников отличается от проводимости металлов характером температурной зависимости: с повышением температуры проводимость полупроводников повышается (удельное сопротивление падает), это значит, что у полупроводников — отрицательный температурный коэффициент сопротивления, у металлов же температурный коэффициент, напротив, положителен.

Высокая проводимость металлов вызвана большим числом свободных электронов в кристаллической решетке. Всего в 1 *см*^{2} германия находится около $4{,}5 \cdot 10^{22}$ атомов, однако, они связаны между собой так, что свободных электронов в данном объеме много меньше.

Так как в настоящее время большинство полупроводниковых приборов изготовляется из германия, то мы и возьмем его в качестве примера. Структура атома германия по модели Бора такова: атом состоит из ядра и электронов. Ядро образовано положительно заряженными частицами (протоны) и незаряженными частицами (нейтроны). Заряд ядра положителен и определяется количеством протонов. Вокруг ядра по замкнутым орбитам вращаются электроны, имеющие отрицательный заряд. Суммарный заряд электронов равен заряду ядра с противоположным знаком, поэтому атом в целом нейтрален. Число протонов равно порядковому номеру элемента в таблице Менделеева.

Германий (рис. 2-2) имеет 32 электрона, вращающихся в четырех электронных слоях. В первом электронном слое находятся 2 электрона, во втором — 8, в третьем — 18 и на внешнем электронном слое на-

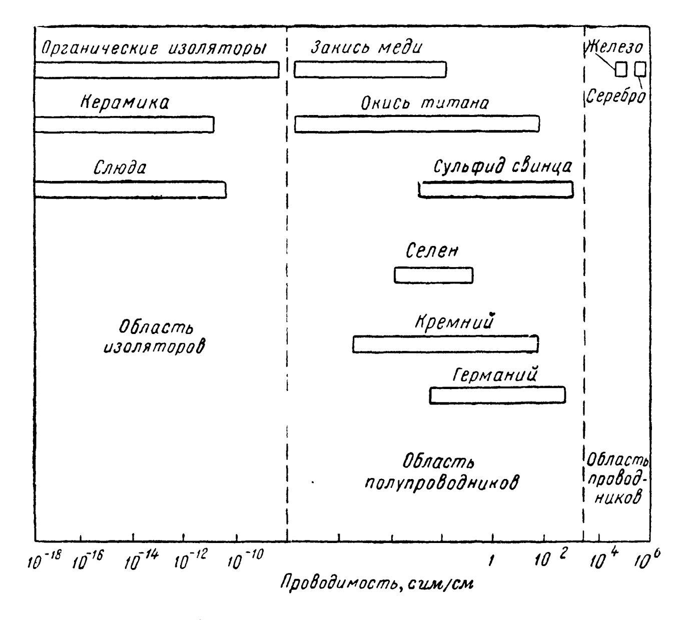


Рис. 2-1. Проводимость твердых тел.

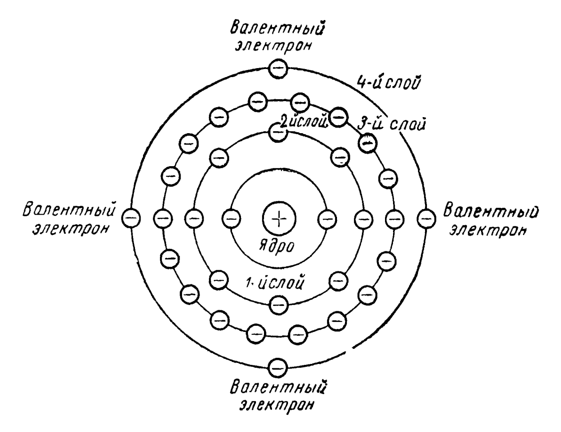


Рис. 2-2. Строение атома германия.

ходятся 4 электрона. Электроны первых трех слоев в химических реакциях не участвуют. Электроны последнего слоя с ядром связаны слабо. Они являются «валентными» электронами, так как ими определяется химическое свойство вещества — валентность, т. е. способность свя-

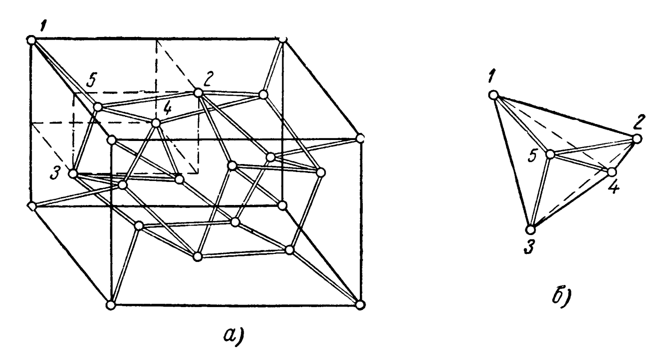


Рис. 2-3. Кристаллическая решетка германия.

а — строение кубической решетки элементарной ячейки; *б* — тетраэдная структура элементарной ячейки кристалла германия.

зать определенное число других атомов. Валентность германия равна четырем, т. е. один атом германия может соединиться с четырьмя одновалентными атомами или с одним четырехвалентным и т. п.

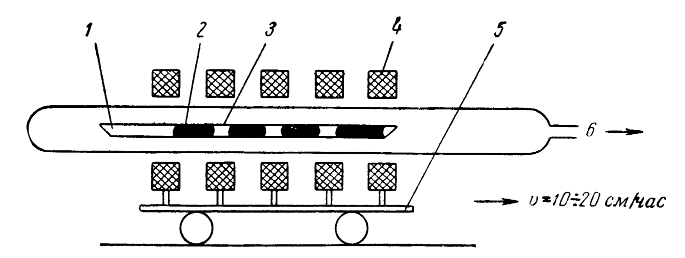


Рис. 2-4. Схема зонной очистки германия.

1 — слиток германия; *2* — расплавленная зона; *3* — затвердевшая зона; *4* — нагреватели; *5* — тележка; *6* — к вакуумному насосу.

Большое количество атомов германия образует атомную решетку (рис. 2-3), в которой каждый атом германия находится на равном расстоянии от четырех других атомов и скреплен с ними ковалентной связью. Эти соседние атомы лежат по углам правильного тетраэдра, в центре которого находится рассматриваемый атом германия. Кристаллы, в которых все атомы скреплены посредством двухэлектронной связи, называются «абсолютными» или «идеальными» кристаллами.

Но в природе таких идеальных кристаллов нет, а их искусственное получение связано с чрезвычайно большими технологическими затруднениями.

Для работы полупроводниковых приборов требуется высокая чистота кристаллов германия. В качестве исходного берется германий, получаемый из отходов цветной металлургии. В результате химической обработки этот сырьевой германий переводится в тетрахлорид германия ($GeCl_4$), а затем, после перегонки, — в окись германия (GeO_2). Окись германия должна иметь чистоту $1 : 10^6$ (т. е. быть спектрально чистой). В потоке водорода она редуцируется в металлический германий.

Затем следует физическая очистка. Многие методы очистки основаны на том, что растворимость примесей в расплавленном и твердом состояниях вещества различна. Самым распространенным является метод зонной плавки. Тележка с нагревательными элементами движется вдоль кварцевой трубы, внутри которой помещен слиток германия (рис. 2-4). При движении тележки жидкие зоны последовательно чередуются с отвердевшими, и примеси вытесняются на край слитка. Скорость тележки равна 10—20 *см/ч*. После 10—20 повторений процесса достигается требуемая чистота.

Затем германий снова расплавляется, и в установке (рис. 2-5) получают монокристалл германия. Для этого затравочный кристалл погружают в расплав, после чего начинается процесс вытягивания монокристалла (со скоростью 3—4 *см/ч*). Для получения требуемого типа проводимости в расплав германия вводят определенное количество примесей (сурьму или индий). По окончании процесса очистки и введения примесей получается монокристалл, который разрезается алмазными пилками на диски и идет в дальнейшую обработку.

v=3-4 см/час
1
2
3
4
5

Рис. 2-5. Схема получения монокристалла германия.

1 — держатель затравочного кристалла; *2* — выращиваемый кристалл; *3* — нагреватели; *4* — расплав; *5* — тигель.

Метод получения монокристалла кремния совершенно аналогичен, правда, из-за более высокой температуры плавления кремния сам процесс усложняется. Несмотря на это, уже сегодня изготовляется большое количество кремниевых транзисторов, так как они обладают меньшей температурной зависимостью параметров по сравнению с германиевыми транзисторами.

Для иллюстрации требуемой чистоты приведем такой пример; предположим, что кто-то работает каждый день по 8 *ч*; его работа заключается в том, что он каждую минуту бросает в корзину по одной фасолине. Ему придется работать так в течение 6 лет, чтобы перебрать 1 млн. фасолин. Чтобы выполнялась требуемая чистота $1 : 10^6$, на все это количество фасоли должна приходиться всего 1 горошина! А ведь такую чистоту должен иметь монокристалл германия или кремния.

Табл. 1 содержит перечень физических свойств этих двух важнейших полупроводниковых материалов.

Таблица 1

Свойства	Германий	Кремний
Плотность, *г/см*^{3}	5,323	2,330
Атомный вес	72,60	28,08
Количество атомов в 1 *см*^{3}	$4,42 \cdot 10^{22}$	$4,96 \cdot 10^{22}$
Постоянная решетки, *см*	$5,66 \cdot 10^{-8}$	$5,43 \cdot 10^{-8}$
Ширина запрещенной зоны, *эв*	0,72	1,1
Диэлектрическая постоянная	16	12
Температура плавления, °С	937,2	1 420
Теплопроводность, *кал/см · сек · град*	0,14	0,20
Подвижность электронов, *см*^{2}*/сек · в*	3 800	1 300
Подвижность дырок, *см*^{2}*/сек · в*	1 800	500
Продолжительность жизни электрона, *мк/сек*	100—1000	50—500
Длина свободного пробега электрона, *см*	0,3	0,1
Длина свободного пробега дырки, *см*	0,07—0,02	0,02—0,06

2-2. МЕХАНИЗМ ПРОВОДИМОСТИ И *p-n* ПЕРЕХОД

По законам квантовой механики электрон может иметь только определенные значения энергии, все прочие величины энергии «запрещены». Перейти с одного энергетического уровня на другой электрон может только при условии, что его энергия изменится на определенную величину. На рис. 2-6 слева показаны энергетические уровни электронов атома германия. Энергетические уровни одного слоя совместно образуют так называемые «разрешенные» зоны, между которыми находятся «запрещенные» зоны. Последние образованы теми значениями энергии, которыми электроны атома германия владеть не могут.

В кристалле энергетические уровни отдельных атомов немного различаются между собой. На рис. 2-6 справа видно, что вследствие этого различия образовались сплошные зоны разрешенных энергий, которые, однако, разделены запрещенными зонами.

Для перевода электрона из одной разрешенной зоны в другую требуется совершенно определенная энергия. Наименьшая энергия отрыва требуется для валентных электронов. Эти электроны определяют также проводимость чистого германия. В валентной зоне электроны находятся в стабильном состоянии. Чтобы «вырвать» электрон из атома, необходимо добавить ему определенную энергию, следовательно, свободные электроны имеют более высокие значения энергии. Область над валентной зоной, содержащая свободные электроны, называется зоной проводимости. Ширина запрещенной зоны между этими двумя зонами является важной характеристикой материала, так как она определяет энергию, которую должен получить связанный электрон, чтобы стать свободным.

На рис. 2-7 приведено сравнение металлов, полупроводников и изоляторов по ширине запрещенной зоны. Высокая проводимость металлов объясняется отсутствием запрещенной зоны. При комнатной температуре в зоне проводимости находится достаточное число свободных электронов.

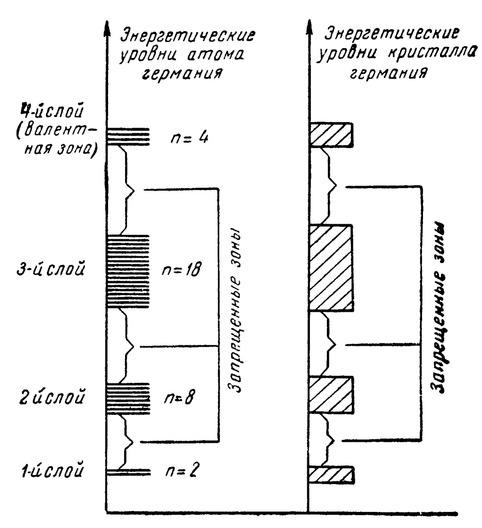


Рис. 2-6. Зонная модель энергетических уровней атома и кристалла германия.

Для полупроводников проводимость наступает в случае, если некоторые электроны перейдут из валентной зоны в зону проводимости, для чего каждому электрону необходимо сообщить дополнительную энергию, равную ширине запрещенной зоны. Для германия эта энергия равна 0,72 *эв*, для кремния — 1,11 *эв*. Энергией 1 *эв* называется энергия, которую получает электрон, проходя разность потенциалов 1 *в*. Отсутствие проводимости у изоляторов обусловлено значительной шириной запрещенной зоны; электроны не в состоянии ее преодолеть.

При комнатной температуре большинство электронов не в состоянии преодолеть ширину запрещенной зоны, равную 0,72 *эв* или 1,11 *эв*, поэтому при этих температурах свойства полупроводников напоми-

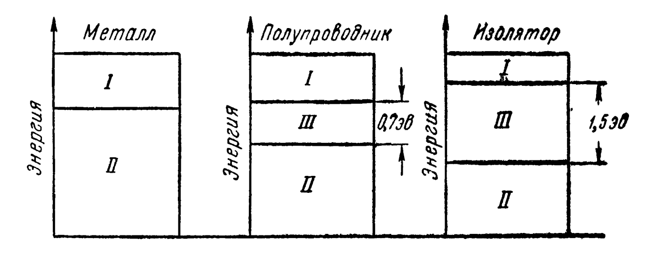


Рис. 2-7. Энергетические уровни различных твердых тел.

I — зона проводимости, *II* — валентная зона; *III* — запрещенная зона.

нают свойства изоляторов. Однако по мере нагревания полупроводника часть валентных связей между атомами нарушается под действием тепловых колебаний атомов в решетке. Нарушение связей при-

водит к одновременному образованию свободных электронов и пустых мест — дырок — вблизи тех атомов, от которых оторвались электроны. Такая дырка ведет себя подобно частице с положительным зарядом, равным заряду электрона

Если на полупроводник наложить внешнее поле, то свободные электроны и дырки начинают перемещаться вдоль силовых линий поля. Проводимость, обусловленная движением равного количества электронов и дырок в единице объема, называется собственной проводимостью. Она является характеристикой, определяющей положение полупроводников между металлами и диэлектриками. Собственную проводимость можно увеличить нагревом полупроводника и увеличением внешнего поля. Однако правильность работы большинства полупроводниковых приборов из-за наличия собственной проводимости нарушается; учитывая это, при изготовлении полупроводниковых элементов используются вещества с высокой температурой собственной проводимости. С этой точки зрения кремний имеет преимущество перед германием.

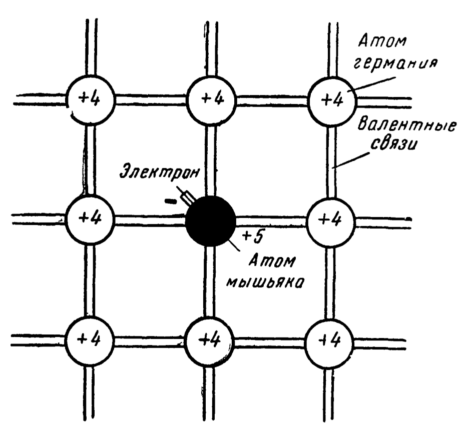


Рис. 2-8. Внедрение атома мышьяка в решетку германия (донорная примесь).

Внедрение атомов примеси в кристаллическую решетку германия приводит к появлению добавочных энергетических уровней, число которых зависит от количества атомов примеси. Эти уровни, называемые донорными и акцепторными, лежат в запрещенной зоне полупроводника.

Донорные уровни появляются у германия в случае пятивалентной примеси, например мышьяка или сурьмы. На рис. 2-8 схематически изображена часть кристаллической решетки германия, в которую внедрен атом мышьяка. Последний занимает место атома германия и связан с четырьмя другими атомами германия посредством ковалентной связи. При этом виде связи в образовании одной связи участвует один электрон атома германия и один электрон атома мышьяка. Так как один электрон атома мышьяка остается незанятым, то в силу его слабой связи с ядром он может легко оторваться и перейти в зону проводимости. В решетке остается положительный ион мышьяка. Таким образом, примесь мышьяка вызывает появление дополнительного количества свободных электронов в полупроводнике, называемых донорными. Энергия, необходимая донорному электрону для выхода из кристаллической решетки, равна нескольким десятым электрон-вольта и меньше ширины запрещенной зоны. Энергетический уровень донорной примеси расположен ближе к зоне проводимости, и энергия, требуемая для освобождения донорного электрона, меньше энергии освобождения электрона при собственной проводимости. Число электронов, освобождающихся из атомов донорной примеси и переходящих

в зону проводимости, превышает число электронов собственной проводимости.

В случае донорной примеси в кристалле находятся положительные ионы примесного вещества и свободные электроны. В этом случае проводимость определяется в основном электронами, и такой вид проводимости называется **п р и м е с н о й э л е к т р о н н о й п р о в о д и м о с т ь ю.**

Если в кристалл введена трехвалентная примесь, например индий или галлий, то в запрещенной зоне появляются **а к ц е п т о р н ы е** уровни (рис. 2-9). Атом акцептора имеет четыре соседних четырехвалентных атома, но обладает сам лишь тремя валентностями. Поэтому между атомом индия и одним из соседних атомов германия отсутствует связь. Не хватает одного валентного электрона, т. е. на этом месте имеется дырка.

Электрон соседнего атома под воздействием теплового колебания решетки может покидать свое место, тем самым атом примеси превращается в отрицательный ион. При этом он оставляет в валентной зоне не насыщенную связь, которая может быть заполнена другим свободным электроном, вследствие чего образуется новая дырка. Последовательными рекомбинациями электронов и дырок осуществляется передвижение дырок по кристаллу. Дырки движутся в направлении движения положительных зарядов со скоростью, равной примерно половине скорости движения электронов. В противоположность электронам дырки имеют меньшее время между рекомбинациями, которое в кристалле германия равно лишь нескольким микросекундам. Путь, который проходит дырка за это время, есть произведение ее средней скорости на время жизни. Энергия, необходимая для перехода электрона с внешней орбиты на ненасыщенную связь, равна нескольким сотым электрон-вольта, поэтому акцепторный уровень лежит вблизи валентной зоны.

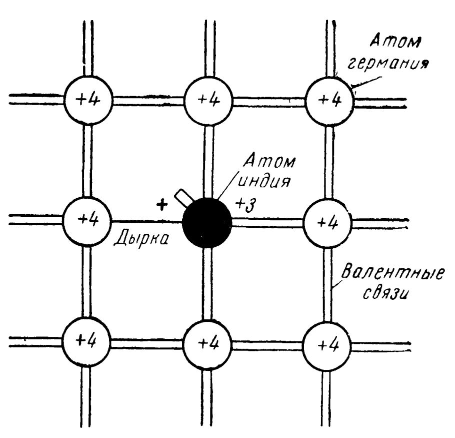


Рис. 2-9. Внедрение атома индия в решетку германия (акцепторная примесь).

Акцепторный уровень получает электроны из валентной зоны и отдает носители положительных зарядов. В этом случае проводимость определяется дырками, и этот тип проводимости соответственно называется **п р и м е с н о й д ы р о ч н о й п р о в о д и м о с т ь ю.**

Так как в транзисторе имеются два вида носителей зарядов, то соответственно имеются два вида полупроводниковых материалов. Полупроводник с примесной дырочной проводимостью является полупроводником p-типа, полупроводник с примесной электронной проводимостью — полупроводником n-типа.

В первом случае преобладают дырки, которые являются **основными носителями**, электроны в этом случае — **неосновные носители**. В полупроводнике *n*-типа — наоборот.

Наличие двух видов носителей зарядов принципиально отличает транзистор от электронной лампы, где, как известно, только один вид носителей — электроны, поэтому у транзисторов достижимая предельная частота ограничивается минимальным временем между рекомбинациями, а у лампы — временем пролета электрона от катода к аноду. Если из монокристалла германия вырезать диск, одна часть которого содержит донорную примесь, а другая — акцепторную, то на границе обеих областей возникнет *p-n* переход. Он обладает высоким сопротивлением, если на него подать напряжение одной полярности, и низким, если полярность источника напряжения поменять. Если *p-n* переход находится в температурном равновесии, то число носителей заряда, которые под влиянием тепловых колебаний решетки переходят из *p*-области в *n*-область, будет равно числу носителей того же заряда, которые переходят из *n*-области в *p*-область, вследствие чего ток, протекающий через *p-n* переход, равен нулю.

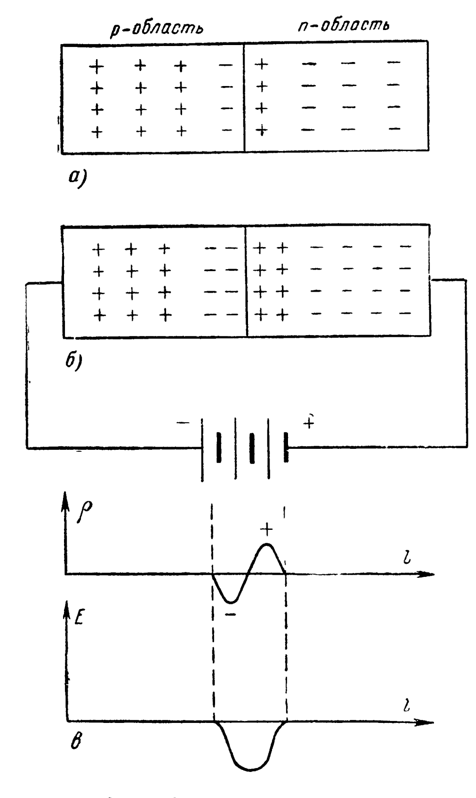
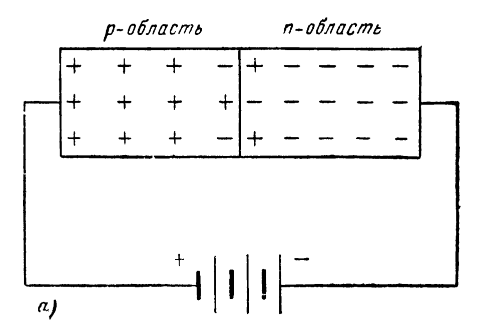


Рис. 2-10. Структура *p-n* перехода.

а — распределение носителей заряда при отсутствии внешнего поля; *б* — увеличение потенциального барьера при приложении внешнего поля в запорном направлении; *в* — пространственный заряд ρ и напряженность поля *E* на *p-n* переходе при отсутствии внешнего поля.

Дырки, попавшие вследствие диффузии в *n*-область, располагаются вблизи границы обеих областей и создают положительный потенциал. Аналогично расположение электронов в *p*-области вызывает появление там отрицательного потенциала, причем отрицательный заряд в *p*-области и положительный заряд в *n*-области одинаковы. Пространственные заряды образуют электрическое поле, которое направлено так, что оно ограничивает диффузию носителей. Если, например, дырки хотят перейти из *p*- в *n*-область, они должны иметь

довольно большую энергию для преодоления пограничного слоя в *p*-области. Дырки же, находящиеся в *n*-области и являющиеся там неосновными носителями, легко переходят в *p*-область, так как поле на границе благоприятствует этому (рис. 2-10).



Граничная область с повышенной концентрацией основных носителей представляет высокое сопротивление току, оно носит название з а п о р н о г о с л о я или п о т е н ц и а л ь н о г о б а р ь е р а.

Источник внешнего напряжения можно подключить к *p-n* переходу двумя способами. Если отрицательный полюс источника подключить к *p*-области, то сопротивление запорного слоя повышается, так как напряжение источника увеличивает потенциальный барьер. Пограничный слой становится шире, и число электронов *n*-области, а также число дырок *p*-области, имеющих достаточную энергию для перехода через потенциальный барьер, снижается, а значит, уменьшается поток основных носителей из одной области в другую. Уже при напряжениях в несколько десятых вольта ток через *p-n* переход практически равен нулю. В то же время поток неосновных носителей остается неизменным, вследствие чего через *p-n* переход течет небольшой обратный ток.

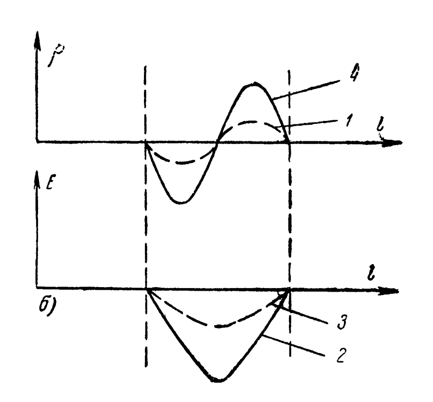


Рис. 2-11. Поведение *p-n* перехода при приложении внешнего поля в прямом направлении.

а — распределение носителей заряда; *б* — пространственный заряд ρ и напряженность поля *E* на *p-n* переходе в отсутствие (*2* и *4*) и при наличии (*1* и *3*) внешнего поля.

При перемене полярности источника напряжения (рис. 2-11) потенциальный барьер и сопротивление запорного слоя уменьшаются, число основных носителей, могущих преодолеть потенциальный барьер, а, следовательно, и ток через *p-n* переход увеличивается. Значительный прирост тока можно наблюдать уже при напряжениях выше 1 *в*. Направление движения основных носителей, при котором сопротивление *p-n* перехода мало, называется п р о п у с к н ы м н а п р а в л е н и е м, или н а п р а в л е н и е м п р я м о г о т о к а. Обратное

направление называется **направлением обратного тока**.

Итак, p-n переход работает как выпрямитель; он хорошо проводит ток в одном направлении и плохо — в другом.

2-3. ВИДЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Включив два p-n перехода так, как это показано на рис. 2-12, получим плоскостной транзистор. В зависимости от способа получения и геометрии переходов различаются точечные и плоскостные транзисторы. Плоскостные транзисторы нашли наибольшее применение, в то время как точечные транзисторы применяются лишь в особых случаях (получение отрицательного сопротивления, импульсный генератор и др.). Принципиально же и те и другие транзисторы работают одинаково.

На рис. 2-12 показана последовательность переходов p-n-p. Безусловно, можно употребить и последовательность n-p-n. Внешний источник напряжения подключается так, чтобы переход эмиттер — база имел малое сопротивление, а переход база — коллектор — большое. С эмиттера дырки движутся через запорный слой в базу, где часть их рекомбинирует с электронами, а остаток достигает коллектора и продолжает двигаться упорядоченно, являясь током коллектора. Величина коллекторного тока зависит от числа дырок, эмиттированных в базу. Это число определяется напряжением, приложенным между эмиттером и базой.

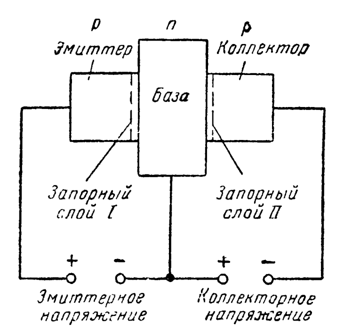


Рис. 2-12. Схематичное устройство плоскостного транзистора.

При сравнении электронной лампы и транзистора эмиттер можно уподобить катоду, базу — управляющей сетке и коллектор — аноду. Если в результате изменения эмиттерного напряжения ток через эмиттерно-базовый переход изменится на $\Delta I_э$, то это вызовет приращение коллекторного тока $\Delta I_к$. Часть носителей зарядов рекомбинирует в базе, поэтому $\Delta I_к$ меньше $\Delta I_э$ и составляет 90—99% последнего. Отношение $\alpha = \Delta I_к / \Delta I_э$ называют коэффициентом усиления по току.

При n-p-n транзисторе соотношение аналогично, только изменяется вид основных носителей. Однако с технологической точки зрения транзисторы обратной и прямой проводимостей существенно отличаются друг от друга.

Стремление повысить рабочие частоты транзисторов способствует улучшению технологии их изготовления. На сегодняшний день имеется целый ряд специальных высокочастотных транзисторов; схемы строения некоторых из них показаны на рис. 2-13. Предельную частоту транзисторов определяют следующие факторы: время пробега носителей в базе; сопротивление базы; емкостное сопротивление запорного слоя коллектора и время жизни неосновных носителей.

Первый путь к повышению предельной частоты транзистора заключается в уменьшении толщины базы. Можно изготовить транзи-

стор с толщиной базы около 10 *мк* и достигнуть граничной частоты 10 *Мгц*. Естественно, что по причине такой тонкой базы транзистор может рассеивать лишь незначительную мощность (около 25 *мвт*); такие транзисторы применяются только во входных каскадах. Очень тонкую базу имеет и транзистор «краевого эффекта», или «поверхностно-барьерный» транзистор. Незначительная толщина базы (менее

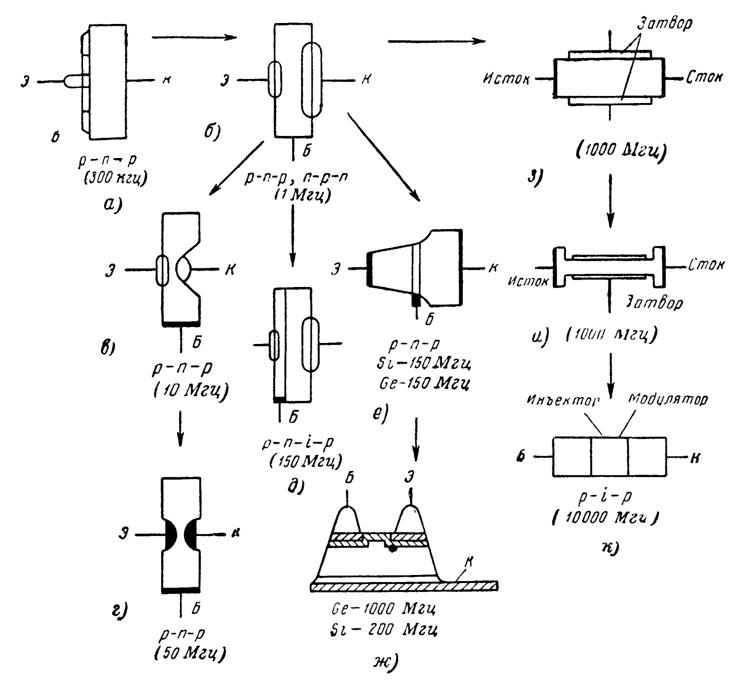


Рис. 2-13. Виды плоскостных транзисторов.

а — мощный транзистор с кольцевой базой; *б* — легированный транзистор; *в* — ВЧ транзистор; *г* — поверхностно-барьерный транзистор; *д* — *p-n-p* транзистор; *е* — диффузионный транзистор; *ж* — диффузионный транзистор улучшенной геометрии; *з* — унитрон; *и* — текнетрон; *к* — спазистор.

10 *мк*) достигается с помощью напыления мульд эмиттера и коллектора посредством чистых струй электролита. Индий равномерно осаждается, образуя соответствующие краевые слои. По этому методу (который, правда, является дорогим) можно изготовить транзисторы с рабочей частотой до 50 *Мгц*.

Другая возможность повышения рабочей частоты транзистора заключается в нанесении тонких слоев собственной проводимости, *i*-слоев (*i* — intrinsic — собственно проводящий). Изготовленные этим методом транзисторы могут работать при высоких напряжениях коллектора и обладают малыми емкостями коллектора. Такие транзисторы работают на частотах до 150 *Мгц* при напряжении на коллекторе до 100 *в*.

Многообещающим является метод нанесения регулируемых примесей путем диффузии. При изготовлении так называемых диффузионных транзисторов донорные и акцепторные примеси диффундируют из газообразного состояния в основной материал и образуют очень равномерные и тонкие слои.

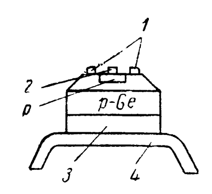


Рис 2-14. Принципиальное устройство мезатранзистора.

Можно достичь того, что толщина примесей в базе будет непостоянной, и таким образом, в базовом пространстве возникнет добавочное дрейфовое поле. Дрейфовые транзисторы, изготовленные из германия, работают на частотах до 1 000 *Мгц*, а изготовленные из кремния — до 200 *Мгц*.

Для скоростных переключений и для усиления на частотах до 1 000 *Мгц* в последнее время все чаще применяются германиевые мезатранзисторы (mesa — стол). Такие транзисторы из-за своих геометрических форм обладают хорошими высокочастотными свойствами. Площадь *p-n* перехода у них очень мала — около 0,2×0,6 *мм*. На рис. 2-14 схематически дано устройство мезатранзистора: две золотые полоски *1* размерами 0,04×0,5 *мм* образуют контакт базы, алюминиевая полоска *2* такой же величины является контактом эмиттера. Слой, образованный внедрением сурьмы, имеет толщину 12 *мк*. Коллектор укрепляется на позолоченной молибденовой шайбе *3* и затем скрепляется с медным колпачком *4*. Этим достигается хороший теплоотвод и повышение мощности рассеивания в среднем до 150 *мвт*. На рис. 2-15 дана типичная конструкция мезатранзистора. Массовое изготовление таких транзисторов требует большой технологической и методической предварительной работы, а также высокой квалификации персонала.

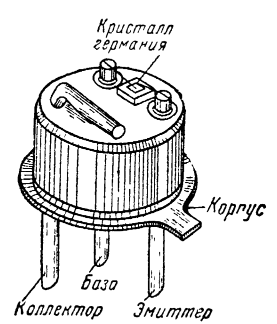


Рис. 2-15. Конструкция мезатранзистора.

Другим видом высокочастотного транзистора, имеющего высокий коэффициент усиления на току, является кремниевый планарный транзистор. При его изготовлении берут кристалл кремния, и на его поверхности получают слой окиси кремния (SiO_2). Затем в этом слое вытравливают окно, через которое диффундирует бор. Во время диффузии бора вновь образуется окись кремния, которая обволакивает возникший *p*-материал. После повторного травления окна через него диффундирует фосфор (из пятиокиси фосфора), и таким способом формируется эмиттерный слой. На рис. 2-16 показан процесс изготовления планарного транзистора. Благодаря поверхностному слою SiO_2 транзистор «пассивирован», т. е. действие мешающих поверхностных эффектов не проявляется. Поперечный разрез кремниевого планарного транзистора показан на рис. 2-17.

Сочетанием нескольких методов изготовления были разработаны многие новые типы высокочастотных транзисторов. Примером быстрого роста достижений в этом направлении может служить коакси-

альный мезадиффузионный германиевый транзистор, изготовленный фирмой «Белл» (США). При напряжении 5 *в* и токе 5 *ма* он имеет граничную частоту 3 *Ггц*, а работая в качестве генератора на частоте 2 000 *Мгц*, отдает мощность 5 *мвт*.

У мощных транзисторов применением мезаструктуры и гребеночных электродов удалось повысить рассеиваемую мощность до 1 *квт* на частотах до 5 *Мгц*.

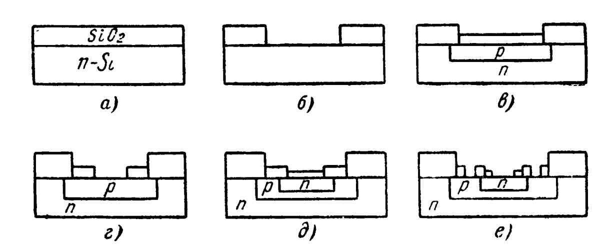


Рис. 2-16. Процесс изготовления кремниевого планарного транзистора.

а — окисление поверхностей; *б* — травление окна; *в* — диффузия бора, окисление поверхности, *г* — травление небольшого окна; *д* — диффузия фосфора, окисление поверхности, *е* — травление окон для укрепления электродов.

Униполярный транзистор (унитрон) работает следующим образом. ток через него управляется электродами *R*-типа (затвором), изменяющими электрическое сопротивление токопроводящего объема *n*-типа (рис. 2-18). Область пространственного заряда, возникающая при приложении к затвору внешнего поля, может изменяться, тем самым сужая или расширяя проводящее сечение. У этих транзисторов заряд переносят лишь основные носители, неосновные носители в переносе заряда не участвуют. Униполярный транзистор имеет высокое входное сопротивление, теоретически может работать на частотах до 100 *Мгц*, однако крутизна характеристики его мала.

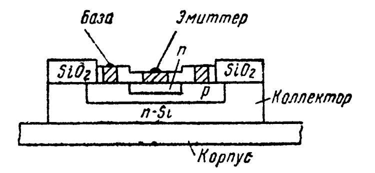


Рис. 2-17. Поперечный разрез кремниевого планарного транзистора.

В разработанном во Франции текнетроне, работающем аналогично униполярному транзистору, применена цилиндрическая геометрия. Он может работать на тех же частотах, что и униполярный транзистор. Текнетрон обладает высокими входным и выходным сопротивлениями и может рассеивать на коллекторе мощность до 100 *мвт*.

В спазисторе инъекция носителей происходит в свободном от полей пространстве. Возникает подобие транзистора *p-n-i-p*. У спазистора четыре электрода, два из них (модулятор и инъектор) расположены очень близко друг от друга. Спазистор управляется *p*-контактом модулятора. Этот полупроводниковый элемент имеет большое

входное сопротивление, но малую крутизну характеристики. Спазистор может генерировать на частоте до 10 000 *Мгц*

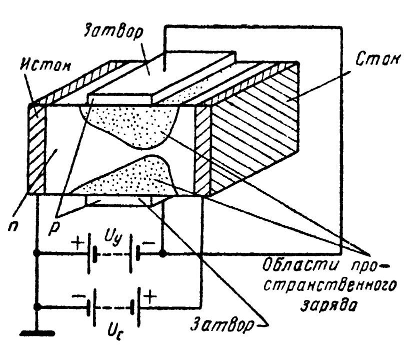


Рис. 2-18. Униполярный транзистор (унитрон).

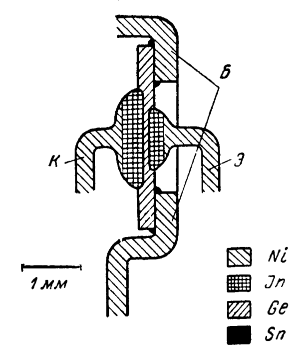


Рис. 2-19. Продольный разрез легированного транзистора с кольцевой базой.

В заключение рассмотрим образцы практических конструкций транзисторов. На рис. 2-19 дано с соблюдением масштаба поперечное

Таблица 2

Транзистор	Предельная частота усиления в схеме с общей базой, *Мгц*	Максимальная мощность рассеивания, *мвт*
Точечный транзистор	50	50—100
Легированный транзистор	10	50
p-n-i-p транзистор	100	50
Поверхностно-барьерный транзистор	70—100	5—20
Германиевый диффузионный транзистор	500—2000	150
Кремниевый диффузионный транзистор	100—500	100—500
Выращенный транзистор	60	10—50
Унитрон	10	2 500
Текнетрон	500	125
Спазистор	10 000	30
Германиевый мощный транзистор	50	10 000
Германиевый мощный транзистор	0,3	100 000
Кремниевый мощный транзистор	10	50 000

сечение транзистора с кольцевой базой, с мощностью, рассеиваемой на коллекторе, равной 50 *мвт*. Он имеет диаметр около 3,5 *мм* и может быть заключен в корпус диаметром 8 *мм* и высотой 6 *мм*.

В процессе развития полупроводниковой техники внешнее оформление транзисторов менялось. На рис. 2-20 показаны различные типы транзисторов. В табл. 2 даны граничные частотные и мощностные параметры для транзисторов серийного изготовления.

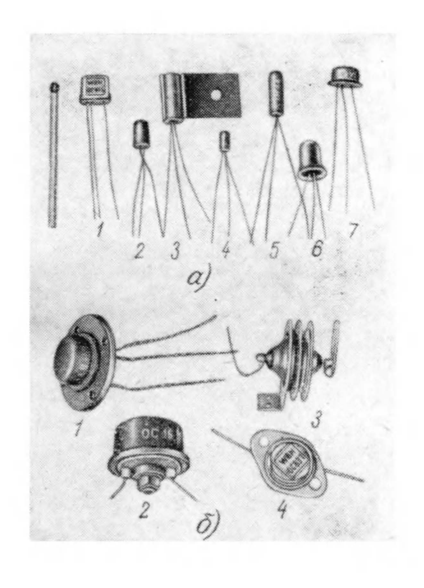


Рис. 2-20. Внешний вид некоторых транзисторов.

а — маломощные транзисторы: *1* — транзистор на мощность 50 *мвт* (ГДР); *2* — НЧ транзистор (ФРГ); *3* — кремниевый транзистор на мощность 500 *мвт* (ФРГ); *4* — субминиатюрный транзистор (ФРГ); *5* — ВЧ транзистор (ФРГ); *6* — транзистор на мощность 150 *мвт* (ФРГ); *7* — ВЧ транзистор на мощность 150 *мвт* (СССР); *б* — мощные транзисторы· *1* — транзистор на мощность 30 *вт* (СССР); *2* — транзистор на мощность 3 *вт* (ФРГ); *3* — транзистор на мощность 3 *вт* (СССР); *4* — транзистор на мощность 1,5 *вт* (ГДР).

2-4. ДРУГИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Наряду с транзисторами в современной технике связи широко применяются полупроводниковые диоды. Среди них различают точечные и плоскостные диоды (рис. 2-21, *а*), диоды Зенера (полупроводниковые стабилитроны, рис. 2-21, *в*), емкостные диоды (варикапы) и туннельные диоды. Точечные диоды употребляются для выпрямления высокочастотного напряжения, например в качестве видеодетектора, детектора АРУ, детектора радиосигналов, или при фиксировании затемняющего сигнала в телевидении.

На рис. 2-22 показана характеристика точечного диода. Она имеет прямую и обратную ветви. Уже при напряжении 1 *в*, приложенном в прямом направлении, через диод проходит ток 10 *ма*, т. е. диод имеет незначительное сопротивление в этом направлении (100—1 000 *ом*). В обратном направлении, напротив, можно приложить напряжение до 100 *в*, но ток через диод будет весьма небольшой. При определенном напряжении, приложенном в обратном направлении, ток резко увеличивается. Это напряжение называется напряжением пробоя запорного слоя, так как при этом запорный слой пробивается и диод становится негодным. Из рис. 2-22 видно, что при напряжении пробоя ветвь характеристики заворачивается и диод имеет отрицательное сопротивление. Правда, это свойство зависит от применяемого материала и встречается не у всех диодов.

Советский техник Лосев уже в 1924 г. заметил это свойство и использовал отрицательное сопротивление запорного слоя для возбуждения высокочастотных колебаний. «Кристадин», как назвал Лосев свою схему диодного генератора, является в известном смысле прообразом современного генератора на туннельном диоде.

У туннельного диода, который был создан в 1958 г. японским физиком Есаки, прямая ветвь характеристики благодаря специальной обработке полупроводникового материала имеет стабильную область отрицательного сопротивления. Если такой диод подключить соответствующим образом к колебательному контуру, то последний будет расшунтирован настолько, что в нем даже могут генерироваться колебания. Перед транзистором туннельный диод имеет преимущества в том, что он менее чувствителен к изменению окружающих условий, для его работы требуется очень малое напряжение питания. Однако, как двуполюсник туннельный диод требует специальных схем усиления, что является его недостатком.

Рис. 2-21. Внешний вид некоторых полупроводниковых диодов.

а — плоскостные диоды: *1* — германиевый диод (СССР); *2* — кремниевый диод на ток 0,5 *а* (СССР); *3* — кремниевый диод на ток 0,1 *а* (СССР); *4* — германиевый диод на ток 0,3 *а* (США); *5* — германиевый диод на ток 0,3 *а* (СССР); *6* — германиевый диод на ток 10 *а* (ГДР); *б* — диоды Зенера (кремниевые стабилитроны); *1* —выпускаемый в ФРГ; *2* — выпускаемый в СССР; *3* — мощный стабилитрон (ГДР).

Туннельные диоды изготовляются следующим образом: в германий или арсенид галлия вводят такое количество примесей, что у полупроводника наблюдаются свойства, приближающие его к проводникам. В большинстве случаев употребляются *p*-материалы, а *p-n* переходы получаются легированием этих материалов свинцом, обработанным мышьяком.

Сравнение характеристик туннельного и точечного диодов произведено на рис. 2-23.

Другой важной характеристикой диодов является емкость запорного слоя. Чем она меньше, тем на более высоких частотах может работать диод.

У кремниевых диодов встречается другой полезный эффект — эффект Зенера. У диодов Зенера (кремниевые стабилитроны) характе-

ристика резко спадает при определенном напряжении (так называемом напряжении Зенера), и через запорный слой течет ток. Последний при дальнейшем повышении напряжения резко увеличивается. На рис. 2-24 приведены характеристики кремниевых стабилитронов, изготовля-

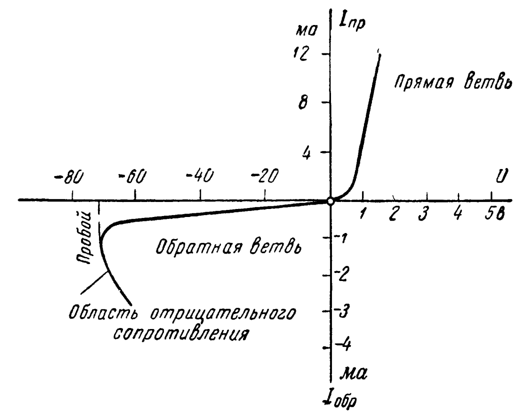


Рис. 2-22. Характеристика точечного диода.

емых в ГДР. Характеристики схожи с характеристиками газовых стабилитронов с той лишь разницей, что одинаковые с газовым стабилитроном явления происходят у этих диодов при меньших напряжениях. Таким образом, диоды Зенера могут применяться для стабилизации низких напряжений. Этим, правда, не ограничиваются возможности кремниевых стабилитронов: их с успехом применяют для связи в транзисторных усилителях постоянного тока и т. д.

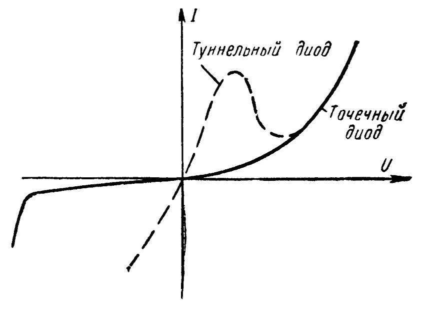
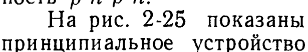


Рис. 2-23. Характеристика туннельного диода в сравнении с характеристикой точечного диода.

Если соответствующим образом включить два *p-n* перехода, то получается четырехслойный диод Шокли Он употребляется в счетных приборах и импульсных схемах в качестве элемента с двумя устойчивыми состояниями. Для изготовления диода Шокли берут кремний с проводимостью *n*-типа и методом диффузии получают с двух сторон *p*-слой. Так возникает последовательность *p-n-p-n*.



На рис. 2-25 показаны принципиальное устройство и вольт-амперная характеристика четырехслойного диода. Для понимания принципа действия такого диода представим последний как последовательное соединение транзисторов типов *p-n-p* и *n-p-n*. При определенном значении напряжения, приложенного в прямом направлении,

через элемент течет очень большой ток, т. е. диод имеет малое внутреннее сопротивление. Этот диод представляет собой полупроводниковый аналог газового тиратрона. Сопротивление запорного слоя

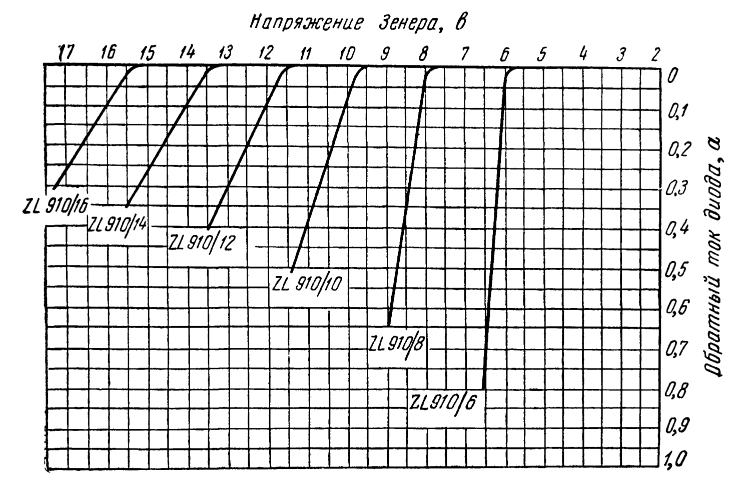


Рис. 2-24. Характеристики кремниевых стабилитронов.

может иметь величину до 100 *ком*, сопротивление же состояния собственной проводимости — не более 1—10 *ом*. Напряжение переключения лежит в пределах 10—1 000 *в*. Применение диода Шокли поз-

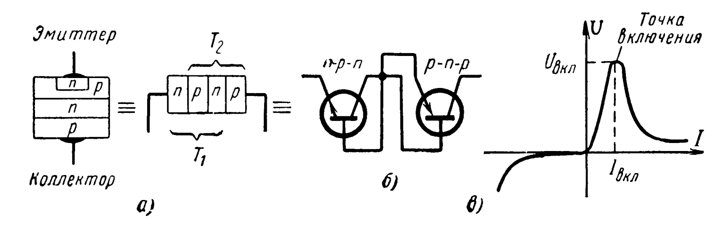


Рис. 2-25. Свойства четырехслойного диода.

а — поперечный разрез диода; *б* — представление четырехслойного диода в виде последовательного включения транзисторов различной проводимости; *в* — характеристика четырехслойного диода.

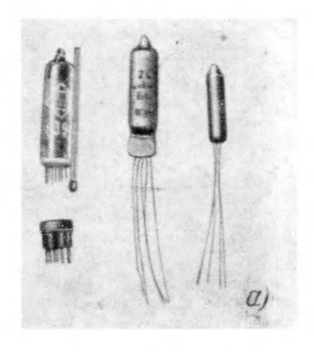
воляет произвести упрощение некоторых импульсных схем (триггер, релаксационный генератор, генераторы).

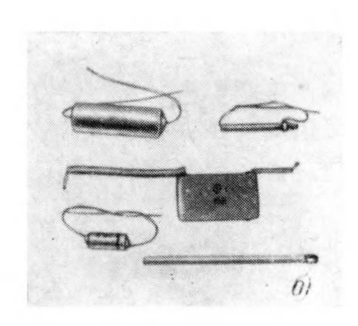
Совершенно другой класс полупроводниковых приборов образуют терморезисторы (резисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления и собственной проводимостью). Таким свойством например, обладают резисторы, сделанные из двуокиси урана или окиси титана. Они позволяют осуществить температурную компенсацию в транзисторных схемах, а также измерение

мощности сверхвысокочастотных колебаний и служат в качестве датчиков температуры.

Германиевые плоскостные диоды чаще всего употребляются вместо селеновых и купроксных выпрямителей. Они имеют высокий коэффициент полезного действия. Разработаны конструкции выпрямительных диодов на ток до 50 *а*.

Кремниевые выпрямительные диоды дороже в изготовлении, но зато работают в температурном диапазоне от —60 до +125° С. Германиевые диоды могут работать при температурах до +80° С, но при таких температурах нагрузка на диод должна быть уменьшена. Так, например, допустимое напряжение уменьшается на 20% при увеличении окружающей температуры с +20 до +80° С, поэтому выпрямительные диоды нельзя располагать рядом с нагревающимися элементами.





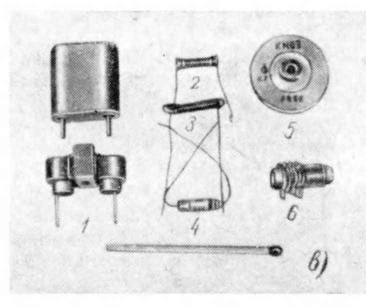


Рис. 2-26. Миниатюрные конструктивные элементы.

а — сверхминиатюрные лампы; *б* — миниатюрные конденсаторы; *в* — другие элементы.

Полупроводниковые элементы образуют большую группу, однако для достижения максимального срока службы каждый элемент надо применять соответственно его специфическим свойствам. При этом в первую очередь необходимо обращать внимание на тепловой режим элемента. К небольшим размерам полупроводниковых приборов должны подходить и прочие схемные элементы. На рис. 2-26 показаны некоторые детали, которые употребляются вместе с полупроводниковыми элементами. Для сравнения рядом помещена обыкновенная спичка. На этом же рисунке показаны самые маленькие современные электронные лампы.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Так как эта книга создана в первую очередь для радиолюбителей, то свойства транзисторов будут рассматриваться только в применении к соответствующим схемам. В конце главы рассматриваются параметры и характеристики плоскостных транзисторов, а также наиболее употребимые методы их измерений.

Как и для электронных ламп, для транзисторов существует условный знак, обозначающий их на схемах. Он приведен на рис. 3-1. В зависимости от типа проводимости стрелка, обозначающая эмиттер, направляется либо к базе (*p-n-p* транзистор), либо от базы (*n-p-n* транзистор).

Для сравнения свойств лампы и транзистора возьмем аналогичные схемы включения. Эмиттер транзистора соответствует катоду лампы — и тот и другой вырабатывают поток носителей, который в дальнейшем управляется, т. е. изменяется по величине

Управляющая сетка лампы соответствует базе транзистора; как сетка влиянием на облако пространственного заряда может сильно изменять поток электронов, текущих к аноду, так и количество текущих в одном направлении носителей заряда может в широких пределах уменьшаться или увеличиваться в базе. Но в противоположность электронной лампе из-за наличия неосновных носителей в базе происходит рекомбинация, таким образом, не все эмиттируемые носители используются в процессе усиления.

Коллектор соответствует аноду электронной лампы — оба собирают носители заряда, на обоих из-за протекания тока возникает джоулево тепло, называемое мощностью рассеивания транзистора.

Сравнивая электронную лампу и транзистор, надо помнить, что эмиттер транзистора имеет значительно более высокий к. п. д. Другое преимущество заключается в том, что инъекция носителей зарядов в транзисторе возможна при комнатной температуре и что, следовательно, ему не нужен источник высокой температуры, каким является нить накала лампы.

Включение транзистора по схеме с общей базой (рис. 3-2, *а*) соответствует включению лампы по схеме с общей сеткой. Как в эмиттерной, так и в коллекторной цепи включены довольно большие нагрузочные сопротивления, и напряжение батареи прикладывается так, что участок база — эмиттер работает в прямом направлении, а участок база — коллектор — в обратном. Изменением постоянного напряжения, прикладываемого между базой и эмиттером, точно так

же, как изменением сеточного напряжения у электронной лампы, выбирается рабочая точка транзистора, т. е. регулируется величина коллекторного тока. Схема с общей базой позволяет усиливать сигнал в эмиттерной цепи.

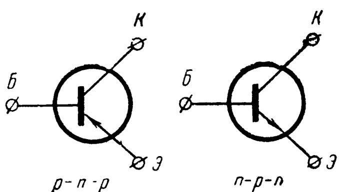


Рис. 3-1. Обозначение транзисторов на схемах.

При таком включении транзистора напряжение, снимаемое с резистора в коллекторной цепи, находится в фазе с входным сигналом В схеме с общей базой применением точечного транзистора можно получить усиление по мощности до 20 *дб*, плоскостной транзистор дает усиление до 25—30 *дб*. Особенность схемы с общей базой заключается в наличии малого входного сопротивления (около 10 *ом* у плоскостных и 100 *ом* — у точечных транзисторов), большого выходного сопротивления (несколько сот килоом). Эта значительная разница между входным и выходным сопротивлениями затрудняет согласование со следующим каскадом, если и он выполнен по схеме с общей базой. Поэтому трудно построить многокаскадный усилитель, где каждый каскад собран по схеме с общей базой. Достоинством схемы с общей базой является возможность работы на предельных для транзистора частотах

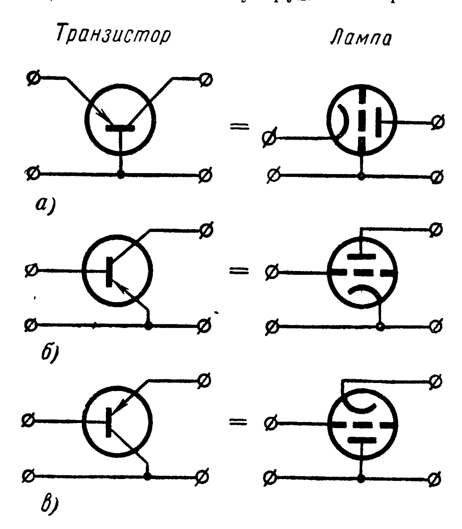


Рис. 3-2. Три основные схемы включения транзисторов.

Включение транзистора по схеме с общим эмиттером (рис. 3-2, *б*) соответствует включению лампы по схеме с общим катодом и находит наибольшее применение в практике. Здесь эмиттер является общим электродом для обоих связанных цепей. Между напряжением на базе (относительно эмиттера) и усиленным напряжением, снимаемым с резистора, в цепи коллектора имеется сдвиг по фазе на 180°. Каскад, собранный по схеме с общим эмиттером, дает усиление по мощности до 25 *дб* в случае точечного и до 40 *дб* — в случае плоскостного транзистора. Входное и выходное сопротивления не отличаются так сильно, как в схеме с общей базой, поэтому осуществимо согласование нескольких ступеней усиления.

Схеме с общим коллектором (рис. 3-2, *в*) соответствует схема с общим анодом, называемая часто «катодным повторителем». Входное

напряжение подается между базой и коллектором, а выходное снимается между коллектором и эмиттером. Коллектор является общим электродом для входной и выходной цепей. Эта схема обладает высоким входным и низким выходным сопротивлением (соответствует подобному включению электронной лампы), что позволяет применять данный каскад для согласования по полному сопротивлению. Схема с общим коллектором всегда дает усиление по напряжению меньше единицы, однако усиление по мощности имеется. Рассматривая включение транзистора по схеме с общей базой, мы отметили, что такая схема имеет малое входное и высокое выходное сопротивления. Если перед каскадом с общей базой включить каскад с общим коллектором, то получится двухкаскадный усилитель, обладающий высокими входным и выходным сопротивлениями.

Рассмотрев три основные схемы включения транзистора, мы можем теперь сделать следующие выводы:

наименьшее входное и наибольшее выходное сопротивления имеет каскад, собранный по схеме с общей базой;

наибольшее входное сопротивление при наименьшем выходном имеет каскад, собранный по схеме с общим коллектором;

наименьшее отличие между входным и выходным сопротивлениями имеет схема с общим эмиттером, однако она имеет наихудшие частотные свойства;

каскад, собранный по схеме с заземленным эмиттером или базой, дает усиление по напряжению до 100—500 раз, по схеме с общим коллектором — всегда меньше 1;

схема с общим эмиттером или коллектором обладает усилением по току до 10—30 раз, с общей базой — всегда меньше 1;

наибольшее усиление по мощности дает схема с общим эмиттером (около 10 000 раз). Схема с общей базой дает усиление по мощности до 1 000 раз. Наименьшим усилением по мощности обладает схема с общим эмиттером.

Если необходим более подробный анализ усилительной схемы, то ее активные элементы (лампы или транзисторы) заменяются эквивалентными схемами.

3-1. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

В ходе развития теории транзисторов были предложены различные эквивалентные схемы, а также получено множество формул перехода от одной эквивалентной схемы к другой.

На рис. 3-3 приведена Т-образная эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме с общей базой. Участок эмиттер — база представляет собой запорный слой, ссриентированный в прямом направлении, участок коллектор — база представляет собой слой, работающий в обратном направлении. Обе цепи связаны между собой через базовую область. Эта связь через сопротивление конечной величины является отличием между транзистором и лампой. Ток $I_э$, имеющийся в эмиттерной цепи, течет по сопротивлению зоны эмиттера $r_э$, а затем по внутреннему сопротивлению базы $r_б$, причем $r_э$ и $r_б$ малы.

Напряжение возбуждения, как и в случае электронной лампы, можно представить включенным в цепь коллектора генератором э. д. с. $\alpha r_г I_э$, где $r_г$ — внутреннее сопротивление генератора, а $I_э$ — ток эмиттера. Коллекторный ток течет по сопротивлению зоны кол-

лектора и по включенному последовательно ему сопротивлению зоны базы. Так как коллектор работает в запорном направлении, то сопротивление $r_к$ велико. Вследствие малости сопротивления $r_б$ обратная

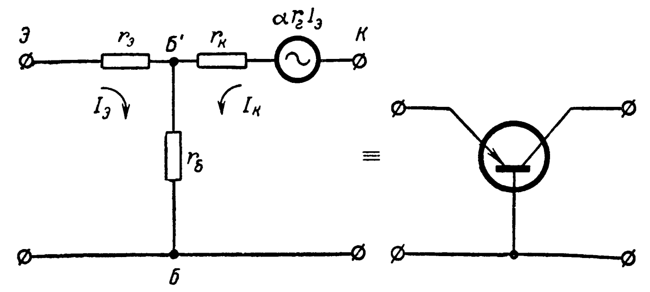


Рис. 3-3. Т-образная эквивалентная схема транзистора.

связь по напряжению мала; коэффициент обратной связи равен от 1/1 000 до 1/100. Как уже раньше было определено, коэффициент усиления по току есть отношение изменения тока коллектора к изменению тока эмиттера:

$$\alpha = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э}.$$

Предельная частота транзистора (f_α) в схеме с общей базой определяется как частота, на которой коэффициент усиления по току падает до 0,7 своей величины (на 3 *дб*). Практически сопротивления эк-

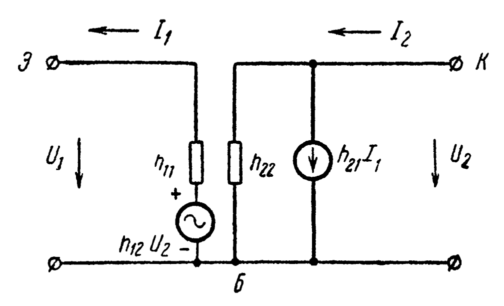


Рис. 3-4. Эквивалентная схема транзистора при системе *h*-параметров.

вивалентной схемы имеют следующие величины: $r_э$ — от 10 до 500 *ом*, $r_б$ — от 100 до 1 000 *ом* и $r_к$ — от 50 *ком* до 1 *Мом*.

Приведенная эквивалентная схема содержит только реальные сопротивления и поэтому верна только для низких частот. Если верхняя усиливаемая частота попадает в область частоты f_α, то необходимо применить другую эквивалентную схему.

На рис. 3-4 приведена эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме с общей базой при системе *h*-параметров. Цепь эмиттер — база имеет входное сопротивление h_{11} и эквивалентный генера-

тор $h_{12}U_2$, который осуществляет обратное воздействие цепи коллектора на цепь база — эмиттер. Параметр h_{12} называют коэффициентом обратной связи по напряжению. Параметр h_{22} — выходная проводимость; параллельно h_{22} включен эквивалентный генератор, который символизирует действие усиления. Даваемый им исходный ток равен $h_{21}I_1$. Свойства транзистора в этой эквивалентной схеме, таким образом, характеризуются четырьмя параметрами. Они называются гибридными параметрами, так как имеют неодинаковые размерности (сопротивление, проводимость, безразмерное число), и их обозначают буквой h (от hibrid — гибридный). Надо еще указать, что

$h_{11} = U_1/I_1\ (U_2 = 0)$ верно при закороченном выходе;

$h_{12} = U_1/U_2\ (I_1 = 0)$ верно при разомкнутом входе;

$h_{21} = I_2/I_1\ (U_2 = 0)$ верно при закороченном выходе;

$h_{22} = I_2/U_2\ (I_1 = 0)$ верно при разомкнутом входе.

Таким образом, два параметра есть параметры режима короткого замыкания, а другие два параметра — режима холостого хода. Значения параметров зависят от режима работы транзистора и от влияния окружающих условий. Эти значения или берутся из характеристик или приводятся заводами-изготовителями.

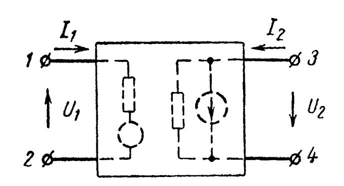


Рис. 3-5. Транзистор как четырехполюсник (h-параметры).

На рис. 3-5 транзистор представлен как четырехполюсник. Четырехполюсником называется элемент, имеющий четыре клеммы. Имеются правила и уравнения, с помощью которых любую схему можно представить комбинацией того или иного числа активных или пассивных четырехполюсников. Мы же будем вдаваться в эту интересную область настолько, насколько этого потребует дальнейшее рассмотрение.

Внутри четырехполюсника находится уже знакомая нам эквивалентная схема h-параметров. Относящаяся к этому случаю система уравнений такова:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2;$$
$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2.$$

Четырехполюсник определяется четырьмя величинами: I_1 и U_1, а также I_2 и U_2. Две из этих величин можно принять за независимые, например I_1 и I_2. Математически это запишется так:

$$U_1 = u_1(I_1,\ I_2) \quad \text{и} \quad U_2 = u_2(I_1,\ I_2).$$

Если на транзистор подается сигнал небольшой величины, то нелинейностью характеристики можно пренебречь, и тогда получим систему линейных уравнений:

$$U_1 = r_{11}I_1 + r_{12}I_2, \quad U_2 = r_{21}I_1 + r_{22}I_2.$$

Эквивалентная схема, отвечающая этим уравнениям, дана на рис. 3-6 Здесь r_{11} — входное сопротивление при $I_2 = 0$, т. е. для случая ненагруженного выхода, r_{22} — выходное сопротивление при ненагру-

женном входе, r_{12} называется сопротивлением обратной связи и r_{21} -- передаточным сопротивлением. Система r-параметров, данная на рис. 3-3, представляющая собой Т-схему, получается из рис. 3-6 путем следующих преобразований:

$$r_э = r_{11} - r_{12}, \quad r_б = r_{12};$$

$$r_к = r_{22} - r_{12}, \quad r_м = r_{21} - r_{12} \; (\alpha r_г = r_м).$$

Значения r-параметров должны при этом браться для транзистора, включенного по схеме с общей базой.

При употреблении системы h-параметров за независимые переменные применяются величины входного напряжения и тока, т. е.

$$U_1 = u_1 (I_1, U_2) \quad \text{и} \quad I_2 = i_2 (I_1, U_2).$$

Система h-параметров связана с системой r-параметров следующими формулами:

$$h_{11} = r_{11} - \alpha r_{12}, \quad h_{12} = r_{12}/r_{22};$$

$$h_{21} = r_{21}/r_{22}, \quad h_{22} = 1/r_{22}.$$

Следует еще раз подчеркнуть, что все эквивалентные схемы действительны только при выполнении следующих условий:

а) амплитуда входного сигнала должна быть мала, чтобы не возникали искажения за счет нелинейности характеристик транзисторов;

б) частота усиливаемого сигнала должна быть также достаточно низка (обычно до 500 *гц*), чтобы можно было пренебречь частотной зависимостью параметров r_{mn} или h_{mn}.

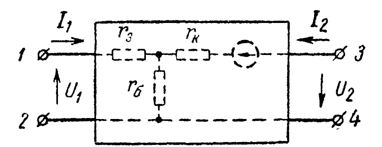


Рис. 3-6. Транзистор как четырехполюсник (r-параметры).

Эти эквивалентные схемы наиболее часто употребляются при расчете каскадов предварительного усиления. Для расчета каскадов усиления мощности пользуются семейством характеристик.

3-2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

В противоположность электронной лампе, работу которой можно охарактеризовать двумя характеристиками, у транзистора имеется четыре семейства характеристик (рис. 3-7). Начнем с правой верхней четверти. В ней содержится семейство выходных характеристик $I_к = f(U_{к.\,э})$, которое соответствует семейству $I_а = f(U_а)$ ламповых характеристик. В верхней левой четверти находится семейство $I_к = f(I_б)$ Левая нижняя четверть содержит семейство входных характеристик $U_{б.\,э} = f(I_б)$, а нижняя правая четверть — семейство $U_{б.\,э} = f(I_б)$, полученное в отсутствии обратного воздействия. На рис. 3-7 каждое семейство представлено лишь одной кривой.

Выбранный режим определяется четырьмя точками, по одной на каждой кривой. По мере надобности можно определить крутизну характеристики. Для этого через точку проведем горизонтальную прямую длиной, например, 1 *см*. Из конца прямой восставим перпендикуляр до пересечения с линией характеристики. Получим прямоугольный треугольник, гипотенуза которого является отрезком харак-

теристики от рабочей точки до точки пересечения с перпендикуляром. Крутизну характеристики можно теперь определить как тангенс угла, образованного отрезком горизонтальной прямой и характеристикой. Значение тангенса этого угла есть искомый h-параметр. Хотя точность графического метода в общем невелика, она в большинстве случаев удовлетворяет требованиям практики:

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{б.э}}{\Delta I_б} \approx \operatorname{tg} \psi, \quad h_{12э} = \frac{\Delta U_{б.э}}{\Delta U_{к.э}} \approx \operatorname{tg} \delta,$$

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \approx \operatorname{tg} \varphi, \quad h_{22э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{к.э}} \approx \operatorname{tg} \tau.$$

Часто приходится переходить от одной системы параметров к другой. На примере схемы с общей базой проведем пересчет системы с h-параметрами в систему с r-параметрами:

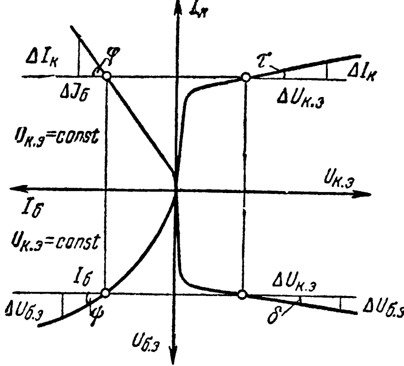


Рис. 3-7. Определение параметров плоскостного транзистора по его характеристикам.

$$r_э = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}(h_{21} + 1)}{h_{22}},$$

$$r_к = \frac{1 - h_{12}}{h_{22}};$$

$$r_б = \frac{h_{12}}{h_{22}}, \quad r_м = \frac{h_{12} + h_{21}}{h_{22}}.$$

Значение последнего параметра для нашего упрощенного расчета не играет существенной роли. Таким образом, необходимо рассчитать три наиболее важных параметра. Возьмем, например, транзистор ОС811. Он имеет следующие средние значения h-параметров (при коллекторном токе 1 *ма*):

$$h_{11} = 50 \text{ ом}, \quad h_{12} = 20 \cdot 10^{-4}, \quad h_{21} = -0{,}96, \quad h_{22} = 2 \text{ мксим}.$$

Если эти значения подставить в вышеприведенные формулы, получим:

$$r_э = \frac{50 \cdot 2 \cdot 10^{-6} - 20 \cdot 10^{-4}(-0{,}96 + 1)}{2 \cdot 10^{-6}} = \frac{0{,}2 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= 10 \left[\frac{ом \cdot сим}{сим}\right] = 10 \text{ ом};$$

$$r_б = \frac{20 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10^{-6}} = 1\,000 \text{ ом}; \quad r_к = \frac{1 - 20 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10^{-6}} \approx 50 \text{ ком}.$$

Описанные параметры зависят от технологии изготовления и режима работы транзистора, однако есть еще величины, обусловливаемые окружающей средой.

3-3. ВЛИЯНИЕ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА РАБОТУ ТРАНЗИСТОРА

Выше уже было сказано, что при повышенной температуре окружающей среды собственная проводимость наступает быстрее. Влияние температуры выражается в увеличении обратного тока через *p-n* переход, причем сопротивление запорного слоя эмиттера при повышении температуры экспоненциально уменьшается.

В качестве характеристики температурного поведения транзистора берется обратный ток коллектора. Так называемый остаточный коллекторный ток определяется как ток, текущий между зажимами коллектора и базы транзистора, включенного по схеме с общей базой. При этом эмиттер транзистора должен быть отключен, а коллекторное напряжение в большинстве случаев берется равным 1—3 *в*.

Если транзистор используется в схеме с общим эмиттером, то остаточный ток коллектора измеряется между эмиттером и коллектором. Вывод базы при этом от схемы отключается. Остаточный ток в схеме с общей базой обозначается $I_{к0}$, в схеме с общим эмиттером $I_{к0э}$. Между ними имеется соотношение

$$I_{к0э} = \frac{I_{к0}}{1-\alpha}.$$

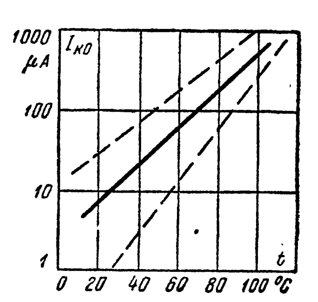


Рис. 3-8. Зависимость остаточного тока коллектора от температуры для транзистора П6.

На рис. 3-8 показана кривая температурной зависимости остаточного тока коллектора транзистора типа П6А, включенного по схеме с общей базой. Видно, что при температуре +30° С ток равен 10 *мка*, а при температуре +80° С ток уже равен 200 *мка*. У транзисторов одного типа значения $I_{к0}$, замеренные при одной и той же температуре, сильно отличаются друг от друга; граница разброса $I_{к0}$ показана на рис. 3-8 штриховыми линиями. При серийном изготовлении разброс значений у большинства транзисторов достигает 80%. Такой большой разброс параметров является на сегодняшний день фактором, мешающим применению транзисторов в приборах, работающих в широком диапазоне температур. В то же время у ламп допуск 10% достигается без труда.

Отношение начального значения тока $I_{к0}$ к значению при +25° С называется температурным коэффициентом остаточного тока для схемы с общей базой:

$$\varkappa_б = I_{к0}/I_{к0}\,(+25°\,С).$$

Равным образом для схемы с общим эмиттером:

$$\varkappa_э = I_{к0э}/I_{к0э}\,(+25°\,С).$$

Так как $\varkappa$ — величина относительная, то, построив график зависимости $\varkappa$ от температуры, можно определять остаточные токи для транзисторов любого типа при любой температуре. Пусть для 10 серийных транзисторов типа П15 были получены такие значения оста-

точного тока коллектора при температуре 25° С: 150, 60, 350, 150, 400, 800, 100, 80, 200, 450 (*мка*). Получаем среднее значение 276 *мка* и разброс ±180 *мка*, что для 10 произвольно выбранных транзисторов составляет 65%. Если взять теперь транзистор с остаточным током коллектора $I_{коэ}$ при температуре +25° С равным 100 *мка*, то из графика на рис. 3-9 видно, что при температуре 70° С он увеличится в 80 раз и будет равен, таким образом, 8 *ма*.

Такой высокий ток запрещает применение транзистора при этой температуре. В противном случае происходит следующее: тепло из внешней среды вызывает большой ток коллектора, который еще больше нагревает *p-n* переход, вследствие чего остаточный ток увеличивается вновь. Этот процесс приводит к тепловому пробою запорного слоя. Если же предполагается работа транзистора при высоких температурах окружающей среды, то для этой цели необходимо отобрать транзисторы с малым значением тока $I_{коэ}$.

Другим параметром, характеризующим транзистор, является коэффициент усиле-

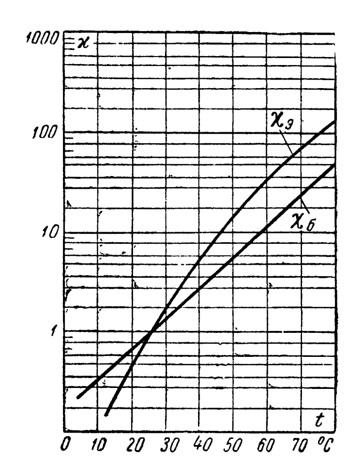


Рис. 3-9. Температурный коэффициент остаточного тока коллектора в схеме с общей базой и в схеме с общим эмиттером.

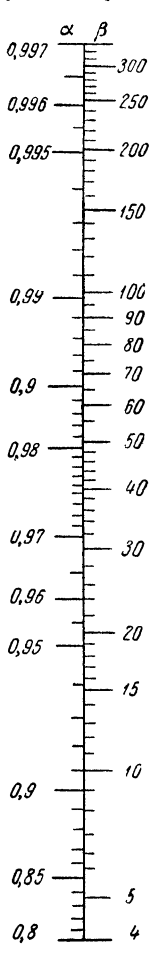


Рис. 3-10. Номограмма для перехода от α к β и наоборот.

ния по току. Для схемы с общим эмиттером он обозначается β. Коэффициент β связан с коэффициентом усиления по току в схеме с

общей базой α соотношением

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

или

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Так как это соотношение часто употребляется, например, если по параметру α необходимо определить β, то приводится номограмма,

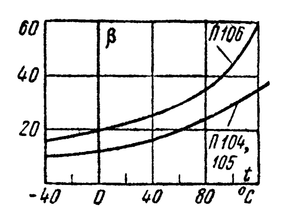


Рис. 3-11. Зависимость β от температуры для кремниевых транзисторов П104—П106.

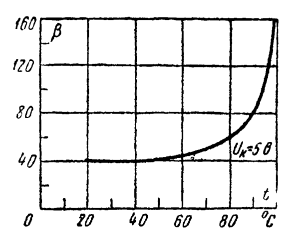


Рис. 3-12. Зависимость β от температуры одного из советских поверхностно-барьерных транзисторов.

исключающая расчет (рис. 3-10). В левую шкалу включены значения α от 0,8 до 0,997, в правую — соответствующие им значения β.

На рис. 3-11 показана температурная зависимость коэффициента усиления некоторых кремниевых плоскостных транзисторов. Видно, что β с повышением температуры увеличивается и при температуре 100° С достигает утроенного значения. Для неправильно рассчитанного усилителя повышение температуры окружающей среды может привести к самовозбуждению.

У германиевого поверхностно-барьерного транзистора типа *р-п-р* увеличение коэффициента усиления выражено еще резче (рис. 3-12). При температурах выше 80° С можно говорить даже о лавинообразном возрастании тока. У германиевого диффузионного транзистора П403 при температурах выше 60° С коэффициент β вновь снижается (рис. 3-13) Ввиду того что β у разных типов транзисторов изменяется от температуры по-разному, необходимо в каждом отдельном случае производить температурную компенсацию схемы.

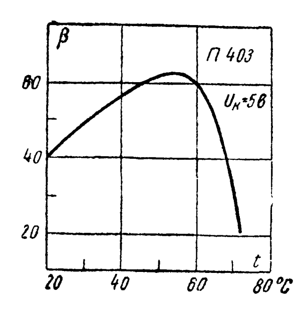


Рис. 3-13. Зависимость β от температуры для транзисторов П403.

Так как нагрев транзистора сильно изменяет его свойства, то нужно заботиться о достаточном охлаждении. Для транзистора нет разницы между теплом, поступающим извне, и теплом, выделяющимся внутри транзистора (джоулево тепло, обусловливаемое прохождением тока в транзисторе), поэтому если температура окружаю-

щей среды равна 75—80° С (для германиевого транзистора) или 120—130° С (для кремниевого транзистора), то мощность рассеивания на коллекторе должна равняться нулю, другими словами, при такой температуре эксплуатировать транзистор нельзя.

Обычно в справочниках для транзистора приводится максимальная мощность рассеивания, относящаяся к температуре 25° С. При более высоких температурах мощность, подводимая к транзистору, должна быть снижена. Максимальная мощность рассчитывается по формуле

$$P_{\text{к. макс}} = \frac{t_{\text{п. макс}} - t_{\text{с}}}{R_{\text{т.п-с}}},$$

где $t_{\text{п. макс}}$ — максимальная (предельная) температура перехода;

$t_{\text{с}}$ — температура окружающей среды;

$R_{\text{т.п-с}}$ — тепловое сопротивление переход — окружающая среда.

В табл. 3 приводятся тепловые параметры некоторых транзисторов.

Тепловые параметры транзистора зависят от его конструкции. Удобным способом охлаждения является сообщение коллектору теплового контакта с корпусом транзистора. Однако этот способ имеет некоторые недостатки электрического характера, поэтому в каждом отдельном случае необходимо находить наиболее подходящий способ теплоотвода.

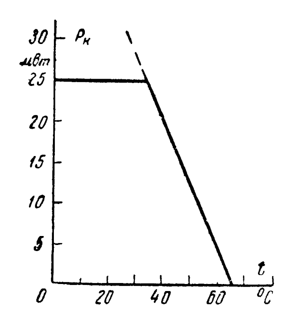


Рис. 3-14. Мощность рассеивания на коллекторе как функция окружающей температуры для транзистора OC811.

На рис. 3-14 приведен график функции $P_{\text{к}} = f(t)$ для транзистора OC811. При температуре 35° С и ниже мощность рассеивания на коллекторе максимальна, далее с увеличением температуры она уменьшается, и при температуре 65° С $P_{\text{к}} = 0$. Такой график можно привести для любого транзистора.

Из прочих факторов, воздействующих на транзистор, необходимо отметить только ускорение, так как от влаги и пыли транзистор надежно защищен корпусом. Атмосферное давление также не оказывает ни малейшего воздействия.

Если транзистор рассчитывается для работы при ускоряющих нагрузках, то его контактная система и держатель кристалла изготовляются более тщательно. Такие транзисторы могут выдерживать ускорения до 30 000 *g* (т. е. в 30 000 раз больше ускорения свободного падения). В ходе одного из опытов небольшой транзисторный передатчик был выстрелен из тяжелого пулемета. Передатчик продолжал работать безупречно как во время полета, так и во время удара о деревянную доску. Для обыкновенных транзисторов допускаемое ускорение много меньше и равняется примерно 30 *g*.

Относительно срока жизни транзисторов уже сейчас можно сказать, что соблюдением наивысшей чистоты в процессе изготовления его можно сделать неограниченным. Правда, гарантируемые сейчас сроки равны примерно 100 000 *ч*. Для сравнения можно указать наибольший гарантируемый срок жизни ламп: 10 000 *ч*.

Таблица 3

Тип транзистора	Предельная температура, °C	Тепловое сопротивление, °C/*мвт*	Максимальная мощность рассеяния на коллекторе, *мвт*
ОС810—ОС814	+65	1,2	25
ОС842—ОС829	+75	0,2	150
П401—П403	+85	0,6	50
П9	+100	0,5	150
П101—П103	+150	0,5	150
П201—П203	+100	0,0035	10 000
П4А	+90	0,002	25 000

В заключение этого параграфа рассмотрим подробно свойства транзисторов, их преимущества и недостатки

Преимущества транзисторов

Небольшие размеры. Большей частью транзисторы помещаются в стандартном корпусе, объем которого равен 0,3 *см*³. Специальные миниатюрные транзисторы имеют еще меньшие размеры: диаметр 2 *мм* и высоту 3 *мм*, что соответствует объему 0,009 *см*³. В случае мощных транзисторов объем достигает 2—10 *см*³. В пространство, занимаемое высокочастотным миниатюрным ламповым пентодом (например, DF191), можно поместить до 30 транзисторов.

Однако сами по себе небольшие размеры транзисторов не дают выигрыша в размерах: ведь и другие детали также должны быть миниатюрными. Вот почему разработаны миниатюрные трансформаторы, пленочные конденсаторы, миниатюрные электролитические конденсаторы (диаметром 5 *мм*, длиной 15 *мм*) и миниатюрные сопротивления на мощность 0,01 *вт*. Только совместное применение этих деталей делает возможным создание миниатюрных приборов.

Следующим шагом на пути дальнейшего уменьшения размеров приборов является разработка печатного монтажа, создание микромодулей и пленочных схем.

Небольшая потребляемая мощность. В то время как для работы ламп необходимо и напряжение накала, и высоковольтное анодное напряжение, для транзистора достаточно лишь одно напряжение небольшой величины Возьмем самый выгодный для ламп случай: напряжение накала 0,62 *в*, ток 0,013 *а*, мощность 8,1 *мвт*, анодное напряжение 6 *в*, ток 0,00001 *а*, мощность 0,06 *мвт*, потребляемая мощность 0,16 *мвт*. Транзистор, дающий такое же усиление, потребляет ток 50 *мка* при напряжении 0,1 *в*, что соответствует мощности 5 *мквт*.

Транзисторный генератор может уже работать при потребляемой мощности 0,1 *мквт*. Весьма показателен следующий опыт: выход транзисторного генератора звуковой частоты включается ко входу

усилителя низкой частоты, нагруженного на громкоговоритель. Провода, по которым на генератор подается питающее напряжение, берутся из разных материалов, например меди и железа. Если теперь зачищенные концы проводов питания воткнуть в яблоко, то генератор будет работать и в громкоговорителе будет слышен звук. Можно концы проводов питания взять в рот. Из-за различия химических потенциалов меди и железа возникает напряжение в несколько милливольт, которое оказывается достаточным для питания генератора.

Долгий срок службы. Процесс старения транзистора вызывается в значительной степени термической нагрузкой и поверхностными явлениями. Уже сейчас срок службы транзисторов составляет 100 000 *ч*. Чтобы представить себе этот срок, приведем такой пример. Предположим, что радиолюбитель построил измерительный прибор или генератор. Так как потребление тока этим прибором незначительно, то его можно эксплуатировать, не выключая. Пусть батареи от карманного фонаря, которая служит для питания прибора, хватает на 3 мес. его работы. Это составляет 2 160 *ч*. Если прибор работает без выключения 10 лет, это даст $10 \times 360 \times 24 = 86\,400$ *ч* непрерывной работы. Таким образом, 100 000 *ч* составляет более чем 10 лет непрерывной работы.

Мгновенная готовность к работе. Современные высокочастотные транзисторы уже через одну миллионную долю секунды после включения могут выполнять все функции. Это позволяет создать приборы, которые работают лишь короткое время, благодаря чему можно достигнуть значительной экономии мощности. В промышленных приборах, например, употребляется переключающая автоматика, которая в случае выхода из строя главного усилителя автоматически включает запасной. В случае ламповых усилителей должно пройти некоторое время, необходимое для прогрева ламп, транзисторный же усилитель в такой ситуации мгновенно готов к работе. Для сравнения можно сказать, что минимальный срок прогрева лампы равен 0,5 *сек*, для транзистора достаточно время 10^{-6} *сек*.

Нечувствительность к тряске и ударам. В усилителях низкой частоты и видеоусилителях особенно заметен микрофонный эффект. Он обусловливается собственным резонансом сеточной системы лампы. Чувствительный усилитель может возбуждаться, если кто-нибудь засвистит или закашляет рядом с усилителем. Если же во входных каскадах применить транзисторы, то усилитель будет свободен от микрофонного эффекта. Это объясняется высокой нечувствительностью транзистора к тряске и ударам.

Вот данные одного из современных советских мощных транзисторов: гарантия неизменности параметров при длительной вибрации с ускорением до 12 *g*; допускаются постоянные или ударные ускорения до 150 *g*; в диапазоне 10—600 *гц* собственный резонанс отсутствует.

Обыкновенные электронные лампы выдерживают вибрации до 5 *g* и ударные ускорения до 10 *g*.

Малое внутреннее сопротивление. В отличие от электронных ламп, которые, как правило, имеют высокое внутреннее сопротивление, транзисторы имеют низкое внутреннее сопротивление, поэтому при напряжении даже несколько десятых вольта через транзистор могут течь токи в несколько ампер. Внутреннее сопротивление маломощных транзисторов равно нескольким десяткам ом. Несмотря на имеющуюся обратную связь (параметр h_{12}), транзистор менее склонен

к самовозбуждению Усилитель с коэффициентом усиления 10^4 можно поместить в объеме пачки сигарет. Только когда требуется высокое входное сопротивление каскада, эти сами по себе преимущественные свойства транзистора создают некоторые трудности, однако применением схемы с общим эмиттером и введением динамической отрицательной обратной связи можно получить входное сопротивление каскада величиной несколько мегом.

Небольшое напряжение помех. У транзисторов ввиду отсутствия цепей подогрева исключается возможность наводки переменного напряжения; у лампы же, даже если ее нить накала питать постоянным током, не исключена возможность магнитной связи по цепям накала, которая вносит напряжение помех.

Уровень шумов транзисторов примерно равен уровню шумов ламп. Только в области низких частот транзисторы шумят сильнее. О шумовых свойствах транзисторов подробно говорится в гл. 5.

Если транзистор помещен в герметизированный металлический корпус, он становится нечувствительным к слабым магнитным полям, свету, а также к радиоактивному излучению. Только при очень сильном излучении параметры транзистора изменяются, причем в большинстве случаев необратимо.

Применяя транзисторы в стеклянном корпусе, необходимо следить за тем, чтобы защитное лаковое покрытие не было нигде повреждено, так как если на кристалл транзистора падает свет, то транзистор работает как фототранзистор — он усиливает изменение силы света. Этим объясняется низкочастотный фон, иногда появляющийся у транзисторных приборов вблизи горящей электрической лампы. Таким образом, сняв слой лакового покрытия с транзистора в стеклянном корпусе (например, типа П5), можно получить фототранзистор, который можно использовать в соответствующих целях.

Недостатки транзисторов

Низкие предельные частоты. Современные транзисторы имеют предельную рабочую частоту примерно в 10 раз меньшую, чем электронные лампы. Причиной тому является относительно большое время пробега носителей заряда в базе Сейчас можно сказать, что при современном уровне техники применение транзисторов возможно до частоты 1 000 *Мгц*.

Небольшая мощность. Если с помощью ламп возможно преобразование мощности до 1 000 *квт*, то верхняя граница мощности транзисторов равна 1 *квт*, и то эта мощность реализуема лишь в схемах трансфертеров (преобразователи напряжения). У мощных усилителей синусоидального напряжения достигнута мощность около 100 *вт*. Естественно, что эти значения будут увеличены, однако для этого потребуется преодолеть значительные технологические затруднения Далее нужно сказать, что в области высокой и сверхвысокой частот различие еще более значительно. На сегодняшний день отношение мощностей лампа — транзистор на частоте 5 *Мгц* равно уже $10^4 : 1$, а на частоте 100 *Мгц* это отношение увеличивается до $10^6 : 1$.

Большая температурная зависимость параметров. Об этом уже говорилось. Механизм проводимости полупроводника имеет экспоненциальную температурную зависимость; наличие собственной проводимости ухудшает свойства транзистора. В то время как лампы

могут стабильно работать при окружающей температуре 500° С, транзисторы выходят из строя уже при температуре 120° С. Сильная температурная зависимость параметров требует применения стабилизации режима, введения обратной связи, что вновь увеличивает размеры приборов. Перспективным методом увеличения максимальных рабочих температур является использование эффекта Пельтье. Транзистор, снабженный элементом Пельтье, может работать при температурах до 160° С. Однако транзисторы пока сильно уступают лампам.

Высокая цена. В среднем транзисторы дороже ламп (особенно высокочастотные транзисторы), к тому же для получения одинакового усиления, даваемого двумя лампами, требуются три транзистора. Можно ожидать, что в ближайшие годы благодаря расширению серийного изготовления и упрощению технологии стоимость транзисторов снизится.

В заключение рассмотрения свойств транзисторов приводим табл 4, сравнивающую электрические свойства транзисторов, электронных ламп и электромеханических реле.

Таблица 4

Свойства	Транзистор	Лампа	Реле
Максимальное напряжение, *в*	~ 100	$\sim 5 \cdot 10^4$	$\sim 10^5$
Максимальный ток, *а*	~ 100	<100	$\sim 10^6$
Максимальная мощность, *вт*	<100	$<10^5$	—
Внутреннее сопротивление, *ом*:			
открытое состояние . . .	$>10^{-2}$	>10	$>10^{-3}$
запертое состояние . . .	$<10^6$	$<10^{10}$	$\sim 10^{10}$
Объем, *см*³	$>10^{-2}$	>1	>10
Вес, *г*	$<0{,}1$	>1	10
Максимальные ударные нагрузки *g*	$3 \cdot 10^4$	10^2	10
Максимальная температура, °С	<200	>500	≈ 100
Усиление по напряжению . .	10^2	10^4	10^5
Усиление по току	10^3	10^8	10^4
Предельная частота, *гц* . . .	10^9	10^{11}	10^3
Срок службы, *ч*	$\sim 10^5$	$\sim 10^4$	$\sim 10^3$

3-4. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Получив или купив транзистор, радиолюбитель хочет иметь представление о его работоспособности. Как и для ламп, для транзисторов имеются различные испытательные приборы. С недавнего времени такие приборы выпускаются промышленностью, однако не все радиолюбители имеют возможность пользоваться ими, и большинство желающих оказываются предоставленными самим себе

Прежде чем описывать практические конструкции приборов, дадим несколько советов правильного обращения с транзисторами, несоблюдение которых приводит к выходу транзисторов из строя.

а) На коллектор нельзя подавать напряжение, большее предельного, которое указано в справочнике, в противном случае пробивается запорный слой. Следите за тем, чтобы в схемах не было больших индуктивностей, иначе в момент выключения они дают бросок напряжения, превышающий допустимую величину, что может вывести транзистор из строя.

б) Не увеличивайте ток коллектора свыше 2 *ма* или установите ток коллектора таким, чтобы мощность рассеивания на коллекторе не превышала предельно допустимую, иначе возможен тепловой пробой. Напряжение на коллекторе 4 *в* при токе 2 *ма* безопасно в любом случае. Обычно более высокие токи коллектора применяются лишь в мощных транзисторах.

в) Соединение транзистора с измерительным прибором производите при помощи либо гибкого шнура, либо подходящего цоколя Не перегибайте выводы транзистора около его корпуса, они могут обломиться, и транзистор станет непригодным к дальнейшему употреблению. Припаивать транзистор за корпус нельзя (возможен тепловой пробой).

г) Следите за тем, чтобы транзистор не находился вблизи нагревательных приборов; при питании измерительного прибора от батарей перед каждым измерением контролируйте напряжение батарей. В приборах, питающихся от сети переменного тока, следите за исправностью изоляции, тщательно заземляйте измерительную цепь.

Есть много видов приборов для измерения параметров транзисторов. Простейшие приборы основаны на методе измерений с помощью постоянного тока; для определения h-параметров употребляется переменный ток; для проверки высокочастотных свойств транзисторов используются динамические испытательные приборы.

Проверка на работоспособность

В большинстве случаев радиолюбитель имеет тестер или по крайней мере милливольтметр. С их помощью можно провести простейшее испытание транзисторов Прежде всего с помощью омметра проверяется целость запорных слоев, при этом следует следить за тем, чтобы через транзистор проходил ток не более 1—2 *ма*. Для надежности между омметром и транзистором включается миллиамперметр, который измеряет проходящий ток Один из выводов омметра подключается к базе, второй — к коллектору, а затем к эмиттеру. В одном случае омметр должен показать высокое сопротивление, а в другом — низкое. Затем выводы омметра меняются местами, отчего омметр должен давать прямо противоположные показания. Если, например, при испытании участка база — эмиттер омметр в обоих случаях показывает малое сопротивление, это означает, что запорный слой пробит. Если омметр и в том, и в другом случае показывает высокое сопротивление коллекторного запорного слоя, это говорит о том, что проводник, соединяющий коллектор с цоколем транзистора, из-за перегрузки расплавился и что, естественно, транзистор вышел из строя.

За этими предварительными испытаниями следуют испытания на остаточный ток коллектора и усиление по напряжению в схеме с общим эмиттером. Эти две характеристики определяют температурное поведение и коэффициент усиления транзисторов; в большинстве случаев ими можно и ограничиться. У «хорошего» транзистора $I_{\text{коэ}}$

должно быть мало, а β — велико. Отношение обоих значений можно назвать добротностью транзистора:

$$D = \frac{\beta}{I_{\text{коэ}}},$$

где $I_{\text{коэ}}$ выражено в микроамперах. Транзисторы с добротностью выше 0,1 считаются «хорошими».

Для грубых измерений свойств транзистора подходит схема, приведенная на рис. 3-15. Она выполняется в виде небольшой приставки к тестеру Схема проста и содержит всего одну батарейку от карманного фонаря на напряжение 4,5 *в*, один резистор R и кнопку *Кн*. При разомкнутом контакте замеряется коллекторный ток. При нажатой кнопке к базе подводится ток около 10 *мка*, отчего коллекторный ток изменяется. Отношение коллекторных токов примерно пропорционально коэффициенту усиления по току.

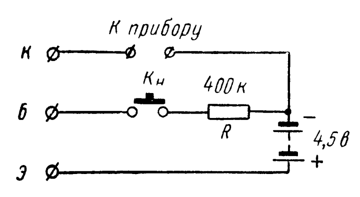


Рис. 3-15. Схема пробника

Теперь расскажем, как работать с этим прибором (рис. 3-16). Транзистор присоединяют к схеме с помощью, например, зажимов типа «крокодил», привинченных к крышке прибора. Затем подключают тестер, включенный на измерение тока до 3 *ма*. Если тестер показывает остаточный ток коллектора больший 1 *ма*, то или пробит запорный слой, или транзистор имеет большую температурную нестабильность. В обоих случаях транзистор к применению не пригоден. Затем нажимают кнопку *Кн*. Тестер покажет ток $I_{\text{к}}$, равный примерно 0,1—3 *ма*. Чем больше отношение обоих токов, тем больший коэффициент усиления имеет транзистор Если стрелка тестера во время испытаний не отклоняется, то в транзисторе имеется обрыв; если стрелка отклоняется слишком сильно, то в транзисторе имеется короткое замыкание В случае, когда стрелка прибора после включения транзистора медленно движется в сторону больших значений, параметры транзистора нестабильны (поверхностные эффекты и т. п.). Во всех этих случаях транзистор не пригоден к употреблению.

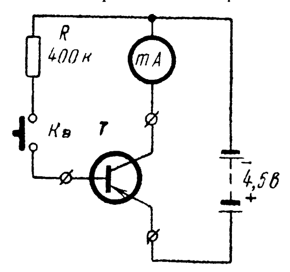


Рис. 3-16. Принцип действия пробника по схеме рис. 3-15

Для испытания *n-p-n* транзисторов полярность батареи и измерительного прибора нужно изменить. Кратковременное ошибочное включение транзистора не в нужной полярности при малых коллекторных напряжениях неопасно, надо лишь следить, чтобы ток коллектора не был слишком большим. В принципе между коллектором и эмиттером нет разницы, так что в обратной полярности даже возможно усиление, правда, меньшее.

Для измерения коэффициента усиления по току β собирают прибор по схеме рис. 3-17. Он позволяет производить измерение коэффициента усиления по току, имеющего величину от 5 до 100. Точность

измерений не хуже 10%. В качестве источника питания применяют батарею для карманного фонаря напряжением 4,5 *в*. В целях получения высокой точности рекомендуется контролировать напряжение батареи. Применяемый миллиамперметр имеет внутреннее сопротивление 100 *ом* и может измерять токи до 1 *ма*. Он включен в мостовую схему, одной из ветвей которой является испытуемый транзистор.

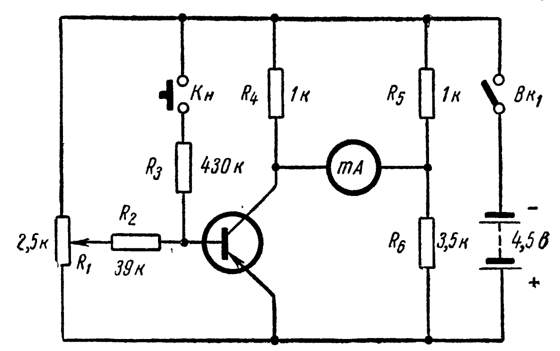


Рис. 3-17 Определение коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Измерение производят следующим образом: выключателем $Вк_1$ включают источник питания и при помощи потенциометра R_1 устанавливают стрелку прибора на нуль, тем самым устанавливают необходимый режим транзистора (напряжение на коллекторе 3,5 *в*, ток коллектора около 1 *ма*). Затем нажимают кнопку $Кн_1$, вследствие чего на базу подается добавочный ток около 10 *мка*. Стрелка прибора отклоняется пропорционально коэффициенту β. Максимальное отклонение соответствует $\beta = 100$. Если с помощью потенциометра R_1 установить стрелку прибора на ноль не удается (она остается справа от нуля), то такой транзистор имеет слишком большой ток $I_{\text{коэ}}$; если стрелка остается слева от нуля, усиление транзистора слишком мало. Если стрелка не остается на нуле, что объясняется возрастанием остаточного тока, то транзистор имеет большие собственные шумы.

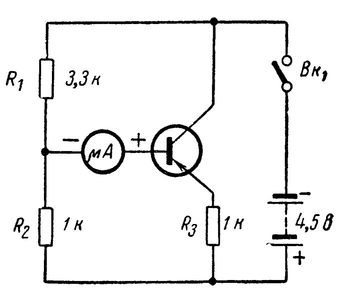


Рис. 3-18. Определение коэффициента β путем измерения тока базы.

Прибор, схема которого дана на рис. 3-18, не требует предварительной установки стрелки на нуль. Как это видно из схемы, он сразу же по включении готов к непосредственному показанию значения β. Это создает удобство в обращении. Здесь транзистор работает в схеме с общим эмиттером. Режим работы определяется резисторами R_1—R_3, которые подобраны так, чтобы при напряжении питания, равном 4,5 *в*, ток эмиттера был равен приблизительно 1 *ма*. Резистор R_3

вызывает сильную отрицательную обратную связь, благодаря чему ток эмиттера становится независимым от применяемого транзистора, и постоянно равен 1 *ма*. Величина β находится из соотношений

$$\frac{I_э}{I_б} = \beta + 1; \quad \beta = \frac{I_э}{I_б} - 1, \quad \beta = \frac{1\,000}{I_б} - 1 \approx \frac{1\,000}{I_б},$$

где значение $I_б$ выражено в микроамперах.

Применяемый микроамперметр должен иметь шкалу на 100 *мка* при низком внутреннем сопротивлении (ниже 1 000 *ом*). Так как у транзисторов β и $I_{коэ}$ в большинстве случаев пропорциональны, то у транзисторов, имеющих большое усиление, необходимо учитывать остаточный ток коллектора.

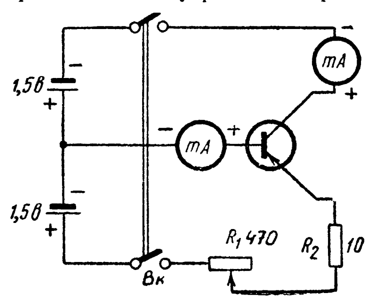


Рис 3-19 Испытатель мощных транзисторов

По этому же принципу можно производить измерение коэффициента усиления мощных транзисторов (рис. 3-19). При помощи проволочного переменного резистора устанавливают желаемый ток коллектора, например 10, 20, или 50 *ма* (в зависимости от типа транзистора). При этом токе коллектора измеряют ток базы. Отношение $I_к/I_б$ есть коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером. С увеличением тока коллектора β сперва возрастает, а затем снова уменьшается. Для двухтактных оконечных каскадов, работающих в режиме *В*, подбирают такие транзисторы, которые имеют малую зависимость β от тока коллектора и у которых значения коэффициента равны при одинаковом токе коллектора.

Описанные до сих пор приборы имеют в качестве источника питания батареи. Рассмотрим теперь схему пробника с питанием от сети переменного тока (рис. 3-20). Все необходимые напряжения берутся от выпрямителя и стабилизируются газонаполненным стабилитроном. Сперва при разомкнутом выключателе *Вк* замеряют остаточный ток коллектора при напряжениях 2 и 6 *в*. Измерения следует начинать при напряжении 2 *в*, так как высокочастотные транзисторы не выдерживают высоких напряжений. Затем замыкают выключатель $Вк_1$, и резистором R_1 устанавливают коллекторный ток, равный 1 *ма*. С помощью переключателя $П_3$ можно установить одно из напряжений: 5, 10 или 25 *в*. Замыкая кнопку *Кн*, через резистор сопротивлением 500 *ком* на базу транзистора подают дополнительный ток величиной 10, 20 или 50 *мка*, что вызовет изменение тока коллектора. По изменению коллекторного тока вычисляется коэффициент β:

$$\beta = \frac{I_{к2} - I_{к1}}{I_{б2} - I_{б1}} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}.$$

В схеме испытателя транзисторов предусмотрен отдельный выпрямитель. Он дает постоянное напряжение, регулируемое в пределах 0—25 *в*, которое служит для питания различных транзисторных схем.

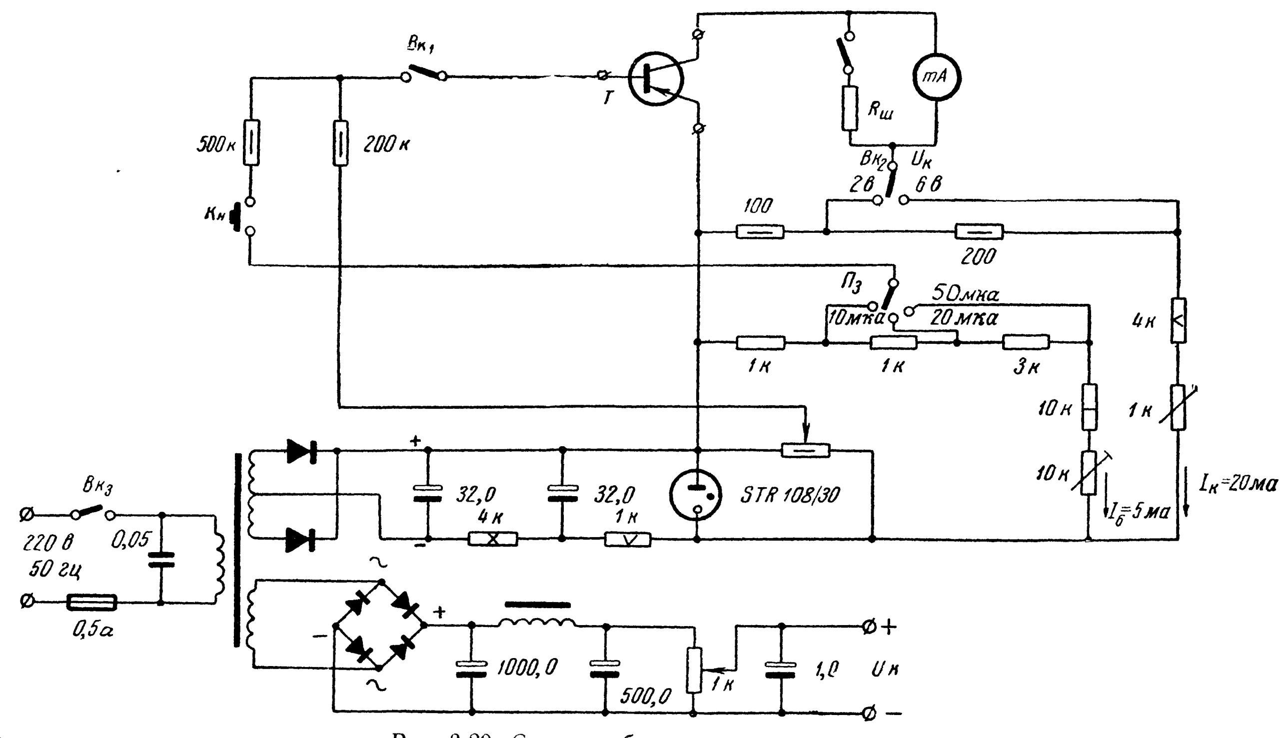


Рис. 3-20. Схема пробника с питанием от сети.

Если для измерений использовать переменное напряжение, то точность можно повысить. На рис. 3-21 дана схема тестера, позволяющего измерить остаточный ток коллектора и коэффициент β методом собственных колебаний. Остаточный ток коллектора определяется уже известным методом постоянного тока. Для предупреждения перегрузки транзистора резистор сопротивлением 30 *ком* закорачивается кнопкой *Кн* только в момент измерений.

Измерение коэффициента β проводится методом собственных колебаний, основанном на том, что любой нормально усиливающий транзистор в соответствующей схеме может генерировать частоту 1 000 *гц*. Если потенциометром изменять величину обратной связи,

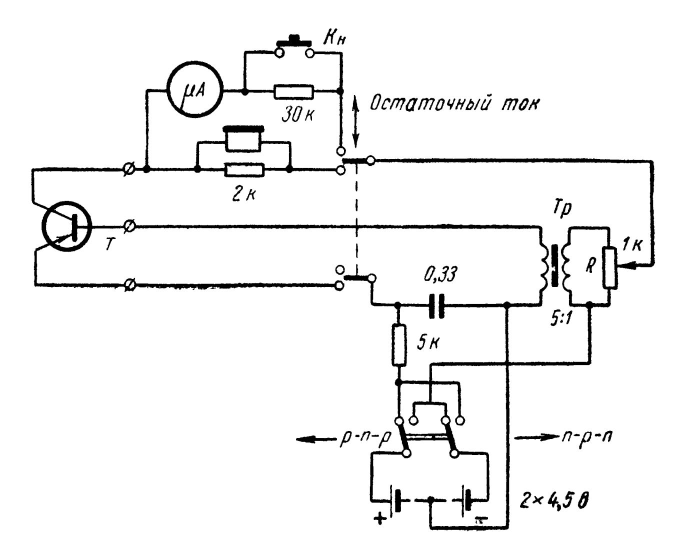


Рис. 3-21. Схема прибора для измерения $I_{к0}$, и β по методу собственных колебаний.

то для каждого транзистора можно определить такое положение потенциометра, при котором возникает генерация, индицируемая телефоном, включенным в коллекторную цепь. В схеме рис. 3-21 используется потенциометр *R*, имеющий линейную зависимость.

В зависимости от β сопротивление между движком и нижним по схеме выводом потенциометра будет различно и определяться по таблице, позволяющей проградуировать шкалу потенциометра для непосредственного определения β.

Сопротивление, *ом*:	525	275	135	100	45	20
Усиление по току:	10	20	40	50	100	200

Включение телефона в цепь коллектора транзистора имеет еще одно преимущество, выражающееся в возможности установить собственные шумы транзисторов. Измерение β производится при $U_к = 4{,}5$ *в* и $I_к = 1$ *ма*.

Схема измерителя параметра α, работающего по методу нуля, дана на рис. 3-22. В этой схеме транзистор T_1 генерирует частоту 1 000 *гц*. Генерируемое напряжение подводится к испытываемому транзистору T, включенному по схеме с общей базой.

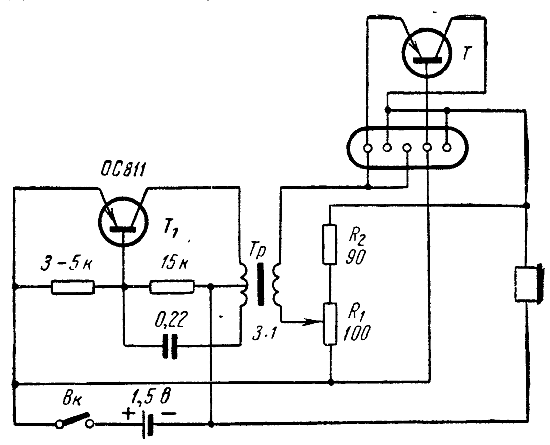


Рис. 3-22. Схема для измерения параметра α.

На рис. 3-23 показана главная часть схемы. Эмиттерная и коллекторная цепи испытываемого транзистора соединены друг с другом через потенциометр. В левом контуре течет ток I, в правом αI. Ток через R_1 равен разности между этими токами:

$$I' = I - \alpha I = I(1 - \alpha).$$

Рис. 3-23. Принцип действия прибора для измерения α.

Теперь определяем падение напряжения на обеих частях потенциометра. На $R_{1а}$ падение напряжения равно:

$$U_{1а} = R_{1а}(I - \alpha I),$$

на $R_{1б}$ соответственно имеем $U_{1б} = R_{1б}\alpha I$. Вращением ручки потенциометра R_1 добиваются того, чтобы не было звука в телефоне, являющемся здесь индикатором. При этом падения напряжения на $R_{1б}$ и $R_{1б}$ равны, т. е.

$$(I - \alpha I) R_{1а} = \alpha I R_{1б}.$$

Отсюда усиление по току в схеме с общей базой равно:

$$\alpha = \frac{R_{1а}}{R_{1а} + R_{1б}}.$$

В схеме (рис. 3-22) для растяжки диапазона измерений последовательно с потенциометром R_1 включен резистор R_2, поэтому для определения α надо пользоваться формулой

$$\alpha = \frac{R_2 + R_{1а}}{R_2 + R_{1а} + R_{1б}}.$$

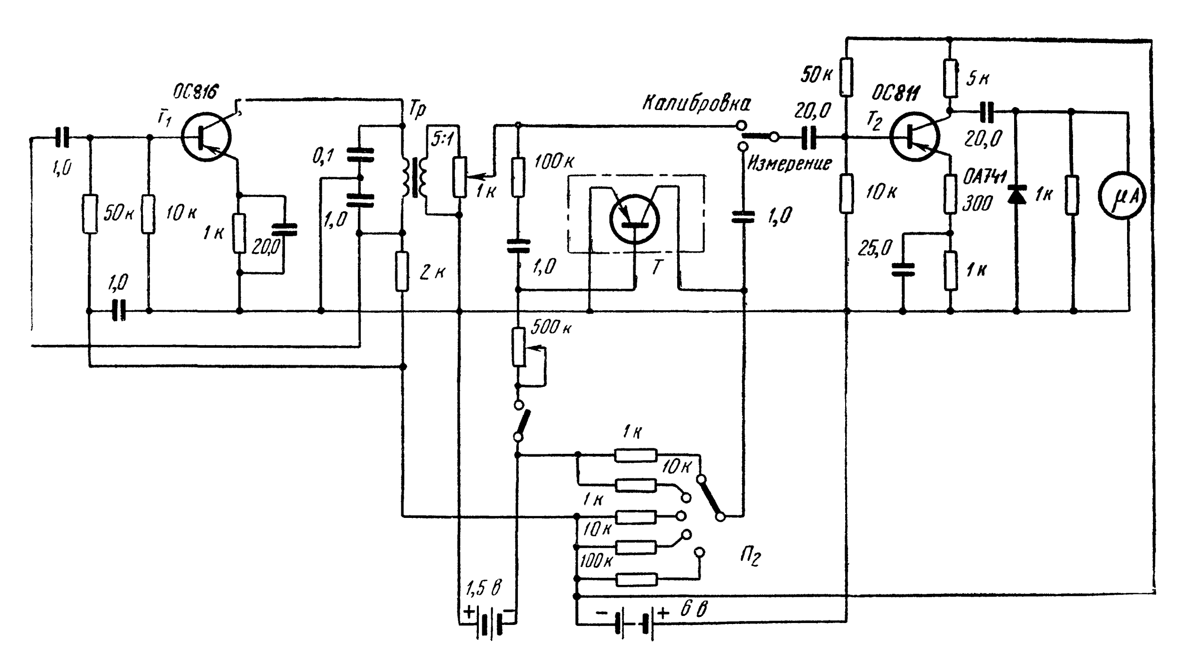


Рис. 3-24. Схема прибора для измерения β.

Значение коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером определяется из полученного значения α по номограмме рис. 3-10.

В заключение опишем прямой метод измерения на переменном токе, применяемый в приборах для определения h-параметров. Принцип заключается в следующем: в базовую цепь вводят переменный ток известной величины (например, 10 *мка*) и измеряют переменное напряжение, появляющееся на резисторе в цепи коллектора, которое пропорционально коэффициенту усиления по току.

На рис. 3-24 изображена принципиальная схема прибора, состоящего из генератора звуковой частоты и электронного вольтметра. Генератор собран на транзисторе T_1 по схеме Колпитса, напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора, равно 1 *в*. Это напряжение действует между базой и эмиттером испытуемого транзистора T. Установка режима транзистора T по постоянному току производится потенциометром сопротивлением 500 *ком*. На коллектор можно подать напряжение 1,5 или 6 *в*. Переключателем $П_2$ можно включать различные нагрузочные сопротивления. Полярность батарей при испытании транзисторов разной проводимости переключается.

Вольтметр может работать в режиме «калибровка» или «измерение». В положении «калибровка» выходное напряжение генератора звуковой частоты устанавливается равным 1 *в*, в положении «измерение» определяется падение напряжения на резисторе в цепи коллектора. Вольтметр представляет собой усилитель на транзисторе T_2, включенном по схеме с общим эмиттером, после которого сигнал поступает на выпрямитель и далее на микроамперметр со шкалой на 100 *мка*. Входное сопротивление усилителя повышается за счет введения отрицательной обратной связи.

Измерение *h*-параметров

При измерении h-параметров используют генератор звуковой частоты и чувствительный вольтметр. На рис. 3-25 показана схема для измерения параметра $h_{11б}$ — входного сопротивления при закороченном выходе (индекс «б» показывает, что параметр определяется для схемы с общей базой). На транзистор и эталонный резистор сопротивлением 100 *ом* подается один и тот же переменный ток. Падение напряжения на них измеряют ламповым вольтметром. Имеем:

$$h_{11б} = \frac{U_1}{U_2} 100 \ [ом].$$

Выход транзистора закорачивается при помощи электролитического конденсатора достаточно большой емкости.

Параметр $h_{12б}$ определяют как отношение напряжений в схеме, показанной на рис. 3-26 К коллекторной цепи через трансформатор с отношением числа витков обмоток 1 : 1 подводится напряжение звукового генератора. Измеряют напряжение между эмиттером и базой, а также часть (1/10 000) напряжения генератора. Параметр $h_{12б}$ определяют по формуле

$$h_{12б} = \frac{U_1}{U_2} 10^{-4}.$$

При измерениях колебательный контур LC в цепи эмиттера должен быть настроен на частоту генератора (1 *кгц*).

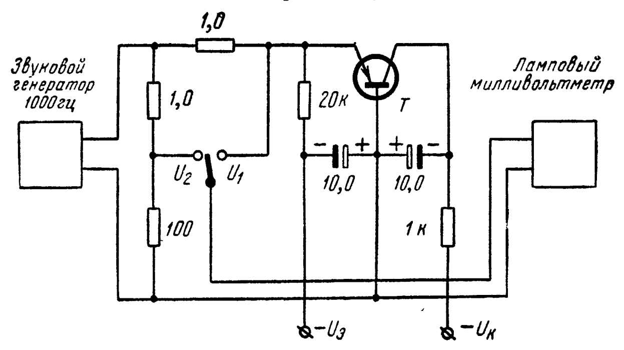


Рис. 3-25. Схема прибора для определения входного сопротивления транзистора в схеме с общей базой ($h_{11б}$).

Усиление по току $h_{21б}$ измеряют в схеме, приведенной на рис. 3-27. При закороченной цепи коллектора измеряют напряжение на резисторе в цепи базы. Это напряжение пропорционально току базы.

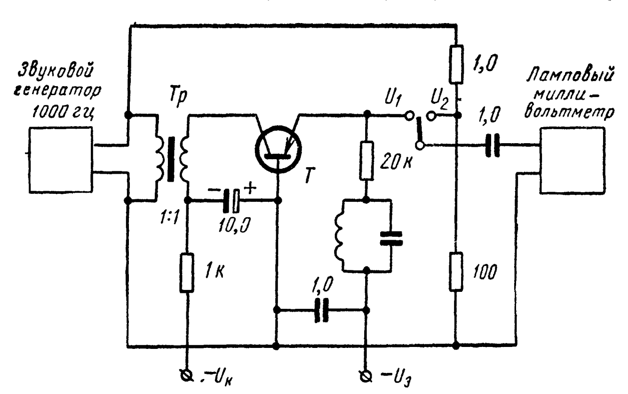


Рис. 3-26. Определение коэффициента обратной связи по напряжению в схеме с общей базой ($h_{12б}$) Трансформатор *Тр* наматывается на ферритовом сердечнике с $\mu = 2\,000$ проводом ПЭВ 0,1. Число витков первичной и вторичной обмотки равно 2 500.

Затем измеряют часть (1/10 000) напряжения генератора. Искомый параметр определяют как отношение обоих напряжений:

$$h_{21б} = \frac{U_{iб}}{U_{iэ}} \frac{1}{10} - 1.$$

Наконец, значение выходной проводимости $h_{22б}$ измеряют при закороченном входе (рис. 3-28). С помощью лампового вольтметра

измеряют напряжение U_2, равное 1/1000 напряжения генератора, и U_1, которое пропорционально току I_2:

$$h_{22б} = \frac{U_1}{U_2} 10^{-6}.$$

Колебательный контур LC настроен на частоту 1 *кгц*.

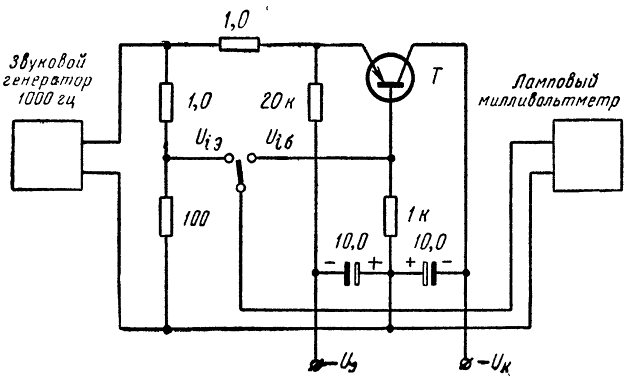


Рис. 3-27. Схема прибора для определения коэффициента усиления по току в схеме с общей базой ($h_{21б} = \alpha$).

На практике эти четыре схемы объединяются в одном приборе. Для дальнейшей работы приводятся формулы пересчета пара-

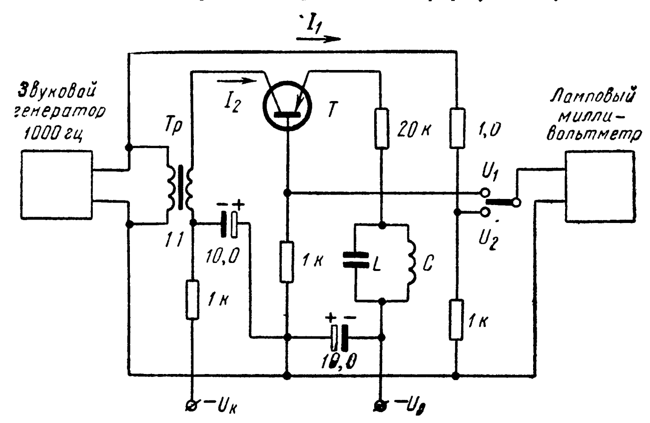


Рис. 3-28. Схема прибора для определения выходной проводимости транзистора в схеме с общей базой ($h_{22б}$).

метров схемы с общей базой в параметры схемы с общим эмиттером. Если определитель схемы с общей базой обозначить через $\Delta h_б$, т. е.

$$\Delta h_б = \begin{vmatrix} h_{11б} & h_{12б} \\ h_{21б} & h_{22б} \end{vmatrix} = h_{11б}h_{22б} - h_{12б}h_{21б},$$

тогда

$$h_{11э} = \frac{h_{11б}}{1 + h_{21б}}, \quad h_{21э} = \frac{h_{21б}}{1 + h_{21б}},$$

$$h_{12э} = \frac{\Delta h_б - h_{12б}}{1 + h_{21б}}, \quad h_{22б} = \frac{h_{22б}}{1 + h_{21б}}.$$

Необходимо иметь в виду, что эти формулы приближенные, однако на практике в большинстве случаев ошибка в 10% вполне допустима.

Замеренные параметры верны для частот ниже одной десятой граничной частоты. На более высоких частотах необходимо учитывать реактивные составляющие этих параметров.

Измерение динамических параметров

До сих пор описывались методы измерения статических параметров. Однако на практике часто бывает нужным знать, до каких частот можно применить данный транзистор. Измерение граничной частоты средствами, которыми располагает радиолюбитель, — довольно трудное дело. Было бы проще с помощью измерительного генератора и лампового вольтметра определить частоту, на которой β становится равным единице.

Однако для таких измерений необходим ряд дорогостоящих приборов.

Возможность применения транзистора в тех или иных схемах определяется с помощью описываемых ниже простых приборов. Простейший метод измерения за показатель применяемости транзистора принимает наличие колебаний в схеме с положительной обратной связью. Если напряжение, даваемое высокочастотным генератором, в схеме которого применен испытуемый транзистор, продетектировать, его можно измерить прибором постоянного тока. Во всех случаях, когда при изменении резонансной частоты колебательного контура стрелка прибора отклоняется, транзистор генерирует высокочастотные колебания.

В приборе (рис. 3-29) имеется четыре колебательных контура, резонансные частоты которых лежат в диапазоне 0,2—5 *Мгц*. Индикация высокочастотных колебаний после детектирования происходит чувствительным микроамперметром. Путем ряда последовательных включений контуров устанавливают, на какой частоте колебания отсутствуют. Максимальная частота генерации транзистора лежит в этом частотном диапазоне. В большинстве случаев она лежит выше граничной частоты усиления f_α, максимальная частота генерации транзистора определяется по формуле:

$$f_{макс} = \sqrt{\frac{f_\alpha}{30 r'_б C_к}},$$

где f_α — граничная частота усиления транзистора; $r'_б$ — внутреннее сопротивление базы; $C_к$ — емкость запорного слоя коллектора, зависящая от приложенного к коллектору напряжения (с увеличением коллекторного напряжения емкость становится меньше).

Если в вышеприведенную формулу подставить, например, следующие значения: $f_\alpha = 1$ *Мгц*, $r'_б = 100$ *ом* и $C_к = 20$ *пф*, то мы по-

лучим для $f_{макс}$ значение 4,2 *Мгц*. Практически при соблюдении баланса фаз и амплитуд всегда возможно заставить транзистор генерировать на частотах выше предельной частоты усиления.

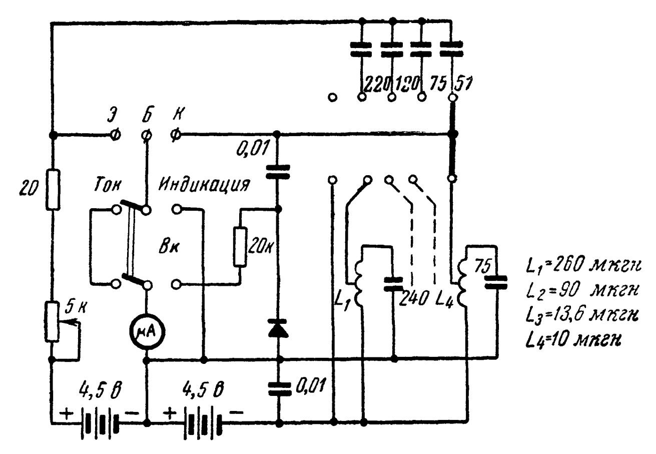


Рис. 3-29. Измерительный прибор для определения максимальной частоты генерации высокочастотных транзисторов.

Прочие элементы схемы не требуют дальнейших пояснений. Прибор позволяет производить отбраковку транзисторов по их граничным частотам.

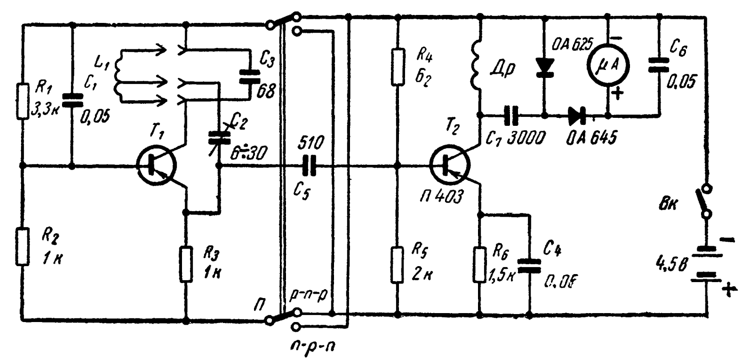


Рис. 3-30. Измерительный прибор для измерения динамических параметров высокочастотных транзисторов.

Схема другого прибора, предназначенного для динамического измерения максимальной частоты генерации, показана на рис. 3-30. Левая часть схемы содержит испытуемый транзистор T_1, включенный в схему высокочастотного генератора. Правая часть схемы представ-

Таблица 5

Рабочая частота, *Мгц*	Общее число витков	Отвод от числа витков	Провод
3	51	17	ПЭВ0,2
5	29	9	ПЭВ0,35
10	15	5	ПЭВ0,75
20	7	3	1,5 миллиметровый посеребренный

ляет собой транзисторный милливольтметр. Испытуемый транзистор ставится в следующий режим: напряжение на коллекторе 3,5 *в*, ток коллектора 1 *ма*. Выбранный режим удовлетворяет большинству высокочастотных транзисторов. Он стабилизируется резисторами R_1, R_2 и R_3. Колебательный контур образуется конденсатором C_3 и подключаемыми параллельно ему сменными катушками L_1. Контур может быть настроен на частоту 2, 3, 5, 10 и 20 *Мгц*. Подстроечный конденсатор C_2 служит для получения оптимальной величины обратной связи. В качестве индикатора применяется микроамперметр со шкалой на 100—200 *мка*. Применяемый в приборе широкополосный дроссель *Др* (около 100 витков) наматывают проводом из высокоомного сплава (никелин, конатантан, манганин) диаметром 0,03—0,05 *мм* на резисторе сопротивлением 25 *ком* и мощностью рассеяния 0,5 *вт*. Намотку ведут с переменным шагом: первые витки кладут вплотную друг к другу, затем расстояние между витками увеличивают, достигая наибольшего значения к концу намотки. Этим концом дроссель подключают к коллектору транзистора. Сменные катушки наматывают на керамических каркасах диаметром 15 *мм*. Намотку производят в один слой. Отвод у всех катушек делают от одной трети всех витков (считая от холодного конца). Для названных выше частот катушки имеют данные, приведенные в табл. 5. Питание прибора осуществляется от батареи для карманного фонаря напряжением 4,5 *в*.

Транзистор на высоких рабочих частотах

Если частота, на которой будет работать транзистор, близка к его граничной частоте, то для того чтобы иметь возможность учесть дополнительные влияния, необходимо пользоваться другим видом эквивалентной схемы. В большинстве случаев используется схема, предложенная Джаколето (рис. 3-31). Если r-параметры Т-образной эквивалентной схемы известны, то величины высокочастотной эквивалентной схемы можно рассчитать по формулам

$$\alpha = \beta/(1+\beta); \quad \beta = \alpha/(1-\alpha); \quad r_{к.э} = 2r_к(1-\alpha);$$

$$r_{б'.к} = 2r_к; \quad r_{б'.э} = r_э/(1-\alpha) + r_б - r_{б.б'};$$

$$S = \frac{\alpha}{r_э + (r_б - r_{б.б'})(1-\alpha)}; \quad \alpha = \frac{Sr_{б'.э}}{1+Sr_{б.'э}};$$

$$\beta = Sr_{б'.э}; \quad C_{б'.э} = \frac{\beta}{\omega_\alpha r_{б'.э}}.$$

Здесь $r_{б.б'}$ — объемное сопротивление базы, сопротивление базы между активным участком и выводом базы; S — крутизна характеристики, соответствующая понятию крутизны характеристики лампы, показывает зависимость изменения коллекторного тока от изменения напряжения базы. Значение S указывается в каталогах; в среднем оно равно 30 *ма/в*; $C_{б.'э}$ — емкость эмиттерного перехода и $C_{б.'к}$ — емкость коллекторного перехода. У высокочастотных транзисторов значение $C_{б.'э}$ равно примерно 100 *пф*, $C_{б.'к}$ — от 10 до 50 *пф*.

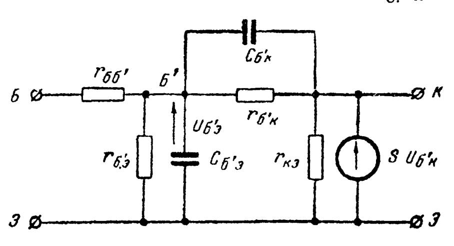


Рис. 3-31. Эквивалентная схема транзистора на высоких частотах (схема Джаколетто).

Эти новые для нас параметры $r_{б.б'}$ и $C_{б.'э}$ можно весьма просто измерить. На рис. 3-32 показана схема для измерения объемного сопротивления базы. Напряжение частотой 0,5—1 *Мгц* и величиной 2 *в* подается в коллекторную цепь испытуемого транзистора *Т*. Дроссель *Др* уменьшает утечку высокочастотного напряжения через цепь источника питания. В положении *1* переключателя *П* измеряют напряжение между эмиттером и базой транзистора *Т*; в положении *2* резистором *R* устанавливают такие же показания вольтметра. Затем измеряют сопротивление этого резистора, которое соответствует $r_{б.б'}$.

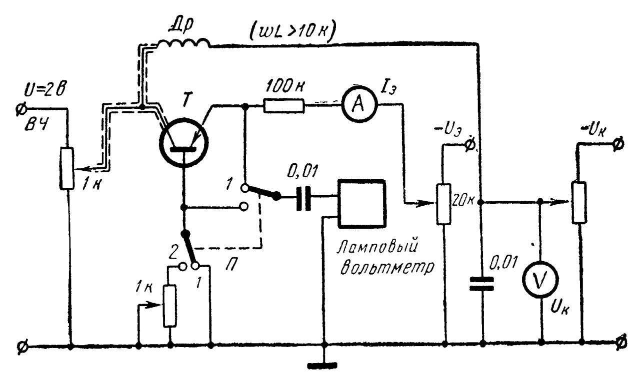


Рис. 3-32. Схема прибора для определения объемного сопротивления базы $r_{б.б'}$.

Величина емкости коллекторного перехода $C_{б.'к}$ измеряется прибором, собранным по схеме, приведенной на рис. 3-33. В положении *1* переключателя *П* устанавливается постоянное высокочастотное напряжение (например, 1 *Мгц*, 0,1 *в*), а затем переключатель переводится в положение *2*. Из-за деления напряжения делителем *С* и $C_{б.'к}$ показания вольтметра уменьшаются, причем тем больше, чем меньше

$C_{б.'к}$. Если транзистор заменить градуированным переменным конденсатором, то шкалу вольтметра можно отградуировать прямо в еди-

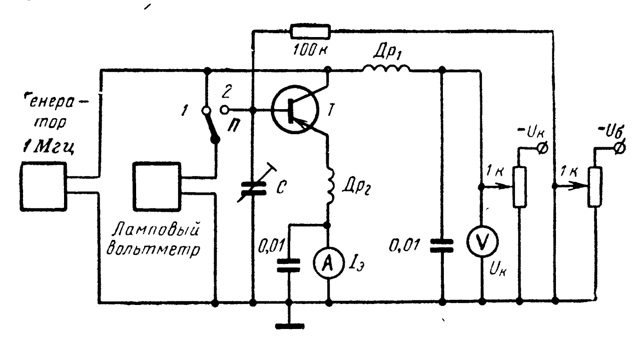


Рис. 3-33. Схема прибора для измерения емкости запорного слоя коллектора $C_{б'.к}$.

ницах емкости. Дроссели $Др_1$ и $Др_2$ уменьшают утечку высокочастотного напряжения через цепь питания.

Так как у современных высокочастотных транзисторов граничная частота усиления лежит в области нескольких сот мегагерц, то измерения на этих частотах становятся трудными, а точность относительно низкой. В этом случае измеряется частота, на которой усиление в схеме с общей базой становится равным единице. Эта частота обозначается $f_т$ или $f_{\beta=1}$.

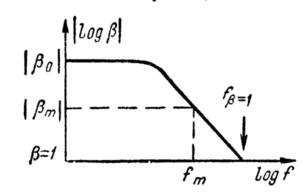


Рис. 3-34. Зависимость коэффициента β от частоты.

Если усиление по току выразить как функцию частоты, то получается кривая, изображенная на рис. 3-34. Здесь β_0 является значением коэффициента усиления по току на низких частотах. На высоких частотах β — комплексная величина. Для характеристики высокочастотных свойств транзистора измеряется модуль коэффициента передачи тока, который обозначается $|\beta|$. Начиная с определенной частоты, кривая снижается под углом 45° и пересекает ось x в точке $f_{\beta=1}$. Для измерений достаточно установить какую-нибудь частоту из участка, где кривая снижается под углом 45°, и на этой частоте (f_m) определить значение $|\beta_m|$. Тогда имеем $f_т = |\beta_m| f_m$. Зная $f_т$, легко вычислить диффузионную емкость эмиттера. Она определяется по формуле $C_{б.'э} = 6\,220\ I_к/f_1$. Если в эту формулу значение $I_к$ подставить в миллиамперах, а $f_т$ — в мегагерцах, тогда емкость $C_{б.'э}$ выразится в пикофарадах.

На рис. 3-35 показана схема прибора для измерения частоты $f_т$. Имеем $|U_2| = |I_v| R_а$ и $|I_к| R_а = |I_б| |\beta| R_а = U_1$. Отношение $I_v/I_б$ известно и постоянно, тем самым

$$|\beta| = \frac{R_б\,|U_1|}{R_v\,|U_2|}.$$

Если f_m лежит много ниже f_1, выбирают $R_v = (0,1 \div 0,5)\, R_б$. Кроме того, необходимо, чтобы было $R_б \gg 1/\omega_m C_{б.э}$. Подводимый высокочастотный сигнал должен быть не больше 100 *мв*, тем самым транзистор работает в области малых сигналов. На рис. 3-35 показаны только принципиально важные для измерений элементы, питание транзистора постоянным током производится как обычно.

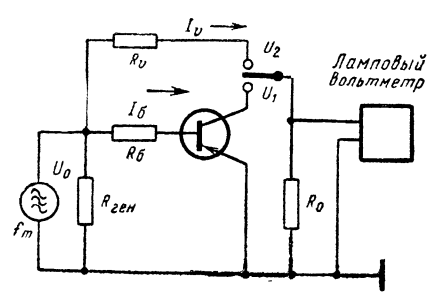


Рис. 3-35 Принципиальная схема прибора для измерения частоты f_1.

По определенной частоте $f_т$ теперь можно рассчитать граничную частоту усиления, для которой действительно соотношение

$$\omega_\alpha = k\omega_1.$$

Для легированных транзисторов $k = 1,2$; для диффузионных транзисторов $k = 2$.

Для транзистора характерна такая последовательность частот (в порядке возрастания): максимальная частота генерации ($f_г$), затем $f_т$ и, наконец, f_α.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ТРАНЗИСТОРНАЯ ПРАКТИКА

В предыдущих главах были объяснены основы работы транзисторов, теперь расскажем об их применении.

Транзисторы применяются сейчас очень широко. Достаточно сказать, что почти все электронные и радиоприборы можно построить на транзисторах. Однако, рассчитывая и конструируя прибор на транзисторах, следует учитывать следующие их особенности:

а) сильная зависимость параметров транзисторов от температуры делает необходимой термостабилизацию схемы, без которой можно обойтись лишь при работе прибора в лабораторных условиях и температуре $25 \pm 10°$ С;

б) низкие предельные рабочие частоты транзисторов приводят к тому, что при проектировании схемы необходимо принимать во внимание частотную зависимость параметров. Например, от частоты сильно зависит коэффициент усиления по току и коэффициент обратной связи по напряжению;

в) незначительные напряжения пробоя запорных слоев, особенно в случае высокочастотных транзисторов, требуют применения малых питающих напряжений и исключения бросков напряжений за счет самоиндукции.

4-1. ТРАНЗИСТОР КАК УСИЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

Предварительные и промежуточные каскады усиления низкой или высокой частоты называются усилителями напряжения. Их задача состоит в том, чтобы получить как можно большее отношение между выходным и входным напряжениями при минимуме шумов. Отдаваемая мощность играет второстепенную роль. В большинстве случаев для получения желаемого усиления включают последовательно несколько каскадов. Усиление, даваемое одним каскадом на транзисторе, меньше, чем усиление, получаемое от лампового каскада; можно сказать, что в этом смысле двухкаскадный ламповый усилитель эквивалентен трехкаскадному транзисторному усилителю.

Прежде чем рассматривать основы работы транзисторных усилителей, перечислим меры предосторожности, которые необходимо соблюдать при работе с транзисторами:

а) включение транзистора в схему лучше всего производить при помощи цоколя; если транзистор подпаивается в схему, то нельзя

делать его выводы короче 15 *мм*. Во время пайки для обеспечения теплоотвода надо зажать припаиваемый вывод транзистора плоскогубцами;

б) недопустимо подпаивать транзистор в схему, находящуюся под напряжением. Первым всегда припаивается вывод базы;

в) необходимо избегать неправильного включения транзистора, особенно в низкоомные цепи;

г) необходимо избегать короткого замыкания между выводами базы и коллектора, так как в этом случае на базу транзистора подается большое отрицательное напряжение и транзистор выходит из строя;

д) если в схеме с транзисторами имеются переменные резисторы или потенциометры, то, чтобы транзистор не вышел из строя из-за возможной перегрузки, последовательно с ними необходимо включать постоянный резистор достаточного сопротивления;

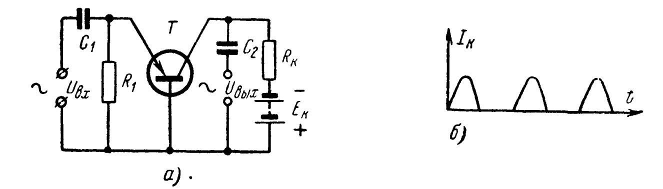


Рис. 4-1. Схема усилителя на транзисторе, включенном по схеме с общей базой.

а — схема; *б* — форма коллекторного тока.

е) в схемах с индуктивностями необходимо учитывать высокие разрывные напряжения. Некоторые трансфертеры (преобразователи напряжения) выходят из строя через короткий срок работы потому, что был применен транзистор со слишком малым пробивным напряжением (например, у трансфертера, питаемого от источника напряжением 12 *в*, разрывное напряжение достигает 35 *в*);

ж) при первом включении мощного каскада или предварительного каскада с трансформаторной связью напряжение питания надо медленно изменять от малых значений до рабочих, при этом ток коллектора необходимо контролировать миллиамперметром. Мощность, рассеивания на коллекторе, должна всегда оставаться меньше предельного значения.

Рассмотрим транзистор, включенный по схеме с общей базой так, как это показано на рис. 4-1. При отсутствии входного сигнала транзистор заперт, так как на базу не подано отрицательное напряжение. Если теперь к входным клеммам подключить источник синусоидального напряжения, то на выходе получим выпрямленный ток, так как усиливаются только отрицательные полуволны входного напряжения.

Выходной ток всегда меньше входного тока, так как α всегда меньше единицы.

Если между базой и эмиттером включить источник напряжения смещения E_c, как это показано на рис. 4-2, то по коллекторной цепи потечет постоянный ток. При подаче на входные клеммы синусоидального сигнала коллекторный ток будет соответственно изменять свою величину в ту или другую сторону от среднего значения. Этот принцип

работы соответствует режиму A лампы. Установка рабочей точки у транзистора происходит изменением напряжения между базой и эмиттером или изменением тока базы.

Отметим следующие особенности усилителя, изображенного на рис. 4-2: на усилитель не следует подавать большой входной сигнал, иначе наступают искажения, вызываемые ограничением коллекторного тока; для получения определенного выходного напряжения при низкоомной нагрузке необходимо устанавливать значительный коллекторный ток покоя.

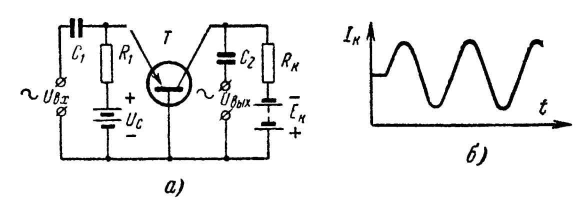


Рис. 4-2. Схема усилителя на транзисторе, включенном по схеме с общей базой (при подаче напряжения смещения).

а — схема; *б* — форма коллекторного тока.

Если в цепь коллектора включен нагрузочный резистор сопротивлением $R_к$, то переменная составляющая падения напряжения на нем повторяет по форме входной сигнал. Мощность сигнала на нагрузочном резисторе может превосходить в несколько раз мощность входного сигнала, хотя ток коллектора меньше тока базы. Дело в том, что входное сопротивление усилительного каскада мало (30—50 *ом*), тогда как сопротивление нагрузки может быть 10—20 *ком*.

Мощность на входе равна:

$$P_{вх} = I_э^2 R_{вх},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада.

Выходная мощность равна:

$$P_{вых} = I_к^2 R_к.$$

Коэффициент усиления по мощности каскада равен:

$$K_м = P_{вых}/P_{вх}.$$

Подставив значения входной и выходной мощности в формулу, получим:

$$K_м = \frac{I_к^2 R_к}{I_э^2 R_{вх}} \approx \alpha^2 \frac{R_к}{R_{вх}}.$$

Так как усиление по мощности есть произведение усиления по напряжению на усиление по току, можно записать:

$$K_м = K_н K_т \quad \text{или} \quad K_н = \frac{K_м}{\alpha} = \alpha \frac{R_к}{R_{вх}}.$$

Если $R_{вх} = 30$ *ом*, $R_к = 5$ *ком* и $\alpha = 0{,}95$, получаем $K_н = 158$ раз. Впрочем, надо заметить, что приведенные формулы верны лишь

приближенно, так как усиление по току зависит от сопротивления нагрузки и начинает уменьшаться при увеличении сопротивления нагрузки.

Из приведенных формул видно, что усиление повышается при повышении отношения $R_к/R_{вх}$. Если теперь включим несколько каскадов, собранных по схеме с общей базой, в один многокаскадный усилитель, то выходное сопротивление предыдущего каскада будет являться входным сопротивлением последующего. Возможность согласования теперь ограничена. Потери согласования тем больше, чем меньше отношение $R_к/R_{вх}$. Таким образом, мы видим, что схема с общей базой плохо применима для многокаскадного усилителя. Если же такой усилитель по каким-то причинам должен быть сделан, то связь между каскадами выбирается трансформаторной.

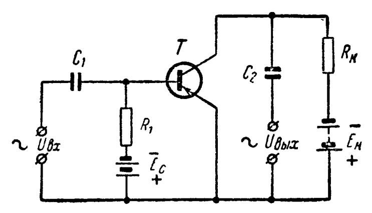


Рис. 4-3. Схема усилителя на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

Для многокаскадного усилителя гораздо лучше подходит включение транзистора по схеме с общим эмиттером (рис. 4-3). Входное переменное напряжение действует между базой и эмиттером транзистора, а выходное напряжение снимается с резистора $R_к$. Конденсаторы C_1 и C_2 служат для выделения переменной составляющей соответственно входного и выходного напряжений. Для выбора режима работы служит источник напряжения U_c, которым устанавливается коллекторный ток покоя. Аналогично тому, как это было в усилителе по схеме с общей базой, коэффициент усиления каскада по мощности можно записать как

$$K_м = \frac{I_к^2 R_к}{I_б^2 R_{вх}} \approx \beta^2 \frac{R_к}{R_{вх}}.$$

Так как $K_н = \frac{K_м}{\beta}$, получаем $K_н = \beta \frac{R_к}{R_{вх}}$. При практически возможных значениях $R_{вх} = 500$ *ом*, $R_к = 10$ *ком* и $\beta = 40$ имеем $K_н = 800$. Если сделать $R_к = R_{вх}$, то усиление каскада по напряжению в первом приближении равно β, т. е. больше усиления каскада, собранного по схеме с общей базой. Данные формулы соответствуют случаю средних значений сопротивлений нагрузки. При больших значениях нагрузочных сопротивлений коэффициент β уменьшается.

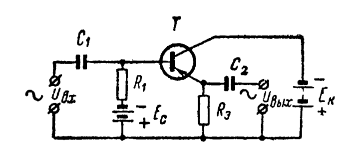


Рис. 4-4. Схема усилителя на транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель).

Схема усилителя с транзистором, включенным по схеме с общей базой, имеет преимущество перед схемой с общим эмиттером по коэффициенту нелинейных искажений и возможности работы на предельных частотах.

Схема катодного повторителя в случае электронной лампы соответствует включению транзистора по схеме с общим коллектором (рис. 4-4). Каскад имеет коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы, но зато обладает высоким входным сопротивлением. Для $R_э = 0{,}1 \div 10$ *ком* можно приближенно считать:

$$R_{вх} = \beta R'_э; \quad R'_э = R_э \parallel R_н,$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки (на схеме рис. 4-4 не показано).

Если $R_э = 2$ *ком*, а $\beta = 50$, то $R_{вх} = 0{,}1$ *Мом*.

Для согласования высокоомного микрофона с транзисторным усилителем входной каскад последнего часто собирается по схеме с общим коллектором.

Прежде чем описывать отдельные каскады усиления, расскажем о способах подачи напряжения смещения. На рис. 4-1—4-4 смещение подавалось специальной батареей E_c. В практике стараются обойтись без специального источника напряжения смещения. Простейший путь исключения отдельного источника для схемы с общим эмиттером показан на рис. 4-5. Деление напряжения источника питания осуществляется резистором R_1 и сопротивлением участка база — эмиттер. Недостатком такой схемы подачи напряжения смещения является необходимость изменения сопротивления резистора R_1 при смене транзистора. Каждый транзистор требует индивидуального подбора этого сопротивления. Кроме того, ток $I_{коэ}$, который зависит от температуры, сильно воздействует через относительно большое сопротивление на напряжение $U_{б.э}$. Эту схему употребляют только там, где из-за соображений максимальной экономии места необходимо применение минимального числа деталей. Такой способ подачи смещения в первую очередь недопустим в усилителях мощности, так как при повышенной температуре окружающей среды из-за повышения $I_{коэ}$ легко может произойти тепловой пробой.

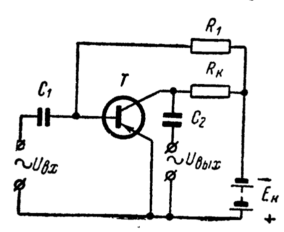


Рис. 4-5. Установка режима работы транзистора при помощи резистора, включенного в цепь базы.

В схеме, показанной на рис. 4-6, смещение создается за счет резистора, включенного в цепь эмиттера, и наличия отвода у батарей питания. Так как для безупречной работы транзистора требуемые значения $U_{б.э}$ лежат в пределах 0,05—0,5 *в*, то вполне достаточно в качестве источника напряжения смещения применить один элемент напряжением 1,5 *в*. Желательный ток покоя коллектора устанавливается изменением сопротивления резистора в цепи эмиттера. Для того чтобы на резисторе не падало переменное напряжение, что вызвало бы отрицательную обратную связь, он зашунтирован электролитическим конденсатором емкостью 50—100 *мкф* и рабочим напряжением в несколько вольт.

Резистор R_1 вызывает отрицательную обратную связь по постоянному напряжению, общее сопротивление цепи базы мало (практически R_1 и сопротивление вторичной обмотки входного трансформатора), таким образом, $U_{э.б}$ остается стабильным.

Сопротивление резистора R_1 рассчитывается по формуле

$$R_1 = \alpha \frac{E_с - U_{б.э}}{I_к}.$$

Подставив значения $E_с = 1,5$ *в*, $U_{б.э} = 0,1$ *в*, $\alpha = 0,95$ и $I_к = 1$ *ма*, получаем $R_1 = 1,33$ *ком*.

Если в многокаскадном усилителе каждая ступень собрана по схеме с общим эмиттером и не содержит входного трансформатора, то ослабить температурную нестабильность можно включением в цепь базы дополнительного резистора. В этом случае напряжение смещения на базу транзистора подается делителем напряжения, который должен быть по возможности низкоомным. В то же время для получения отрицательной обратной связи по постоянному току в цепь эмиттера должен быть включен резистор с большим сопротивлением.

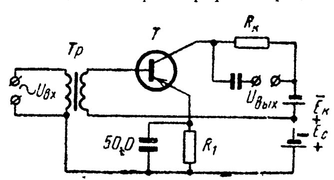


Рис. 4-6. Установка режима работы транзистора при помощи вспомогательной батареи $E_с$.

Рассмотрим усилитель, схема которого дана на рис. 4-7. Через конденсатор C_1 на базу транзистора подается входной сигнал. Напряжение смещения снимается с делителя R_1, R_2, резистор R_3 определяет обратную связь по постоянному току, резистор $R_к$ служит нагрузкой. Для обыкновенных усилителей низкой частоты сопротивление резистора $R_к$ должно равняться 1—10 *ком*. Ток покоя коллектора устанавливается таким, чтобы на резисторе $R_к$ падала половина питающего напряжения. На резисторе R_3 должна падать примерно треть питающего напряжения. Конденсатор C_3 служит для исключения отрицательной обратной связи по переменному току. Его величина приближенно рассчитывается по формуле

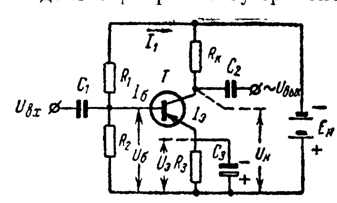


Рис. 4-7. Термокомпенсированный усилитель на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

$$C_3 > \frac{2,5 \cdot 10^3}{f_н},$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота усиления (частота, на которой усиление уменьшается наполовину по сравнению с усилением на частоте 800 *гц*).

Ток I_1 через делитель напряжения $R_1 + R_2$ выбирается равным 0,2—0,5 тока коллектора $I_к$, но не менее чем удвоенный ток базы при отсутствии входного сигнала. Имеем:

$$R_1 + R_2 = E_к/I_1.$$

Напряжение базы

$$U_б \approx U_к \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Так как напряжение участка база — эмиттер всегда меньше, чем $U_к$ и $U_э$, то можно положить $U_э \approx U_б$. Но $U_э$ равно:

$$U_э = I_э R_3.$$

Если $U_э$ и R_3 заданы, то ток эмиттера равен:

$$I_э = \frac{E_к R_2}{R_3 (R_1 + R_2)}.$$

Вообще говоря, ток коллектора почти равен току эмиттера (так как ток базы очень мал), таким образом, можно определить коллекторное напряжение:

$$U_к \approx E_к - I_э R_к.$$

Здесь $R_к$ — общее сопротивление цепи коллектора постоянному току. Теперь можно рассчитать напряжение между коллектором и эмиттером, от которого зависит режим работы транзистора:

$$U_{к.э} = U_к - U_э \approx E_к \left[1 - \frac{R_2 (R_к + R_3)}{R_3 (R_1 + R_2)}\right].$$

Рассмотрим практический пример. Пусть нам задано: ток I_1 через делитель R_1 и R_2 равен 0,5 *ма*, напряжение батареи $E_к = 12$ *в*, напряжение эмиттера $U_э = 3$ *в* и $R_к = 2$ *ком*. Определим сопротивление делителя напряжения:

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{0{,}5 \cdot 10^3}\left[\frac{в}{а}\right] = 24 \text{ ком}.$$

Так как $U_б \approx U_э$, то падение напряжения на резисторе R_2 равно 3 *в*. Определим сопротивление резистора R_2 по формуле

$$R_2/(R_1 + R_2) = U_б/E_к; \quad R_2 = 6 \text{ ком}.$$

Далее, положив напряжение $U_{к.э}$ равным 6 *в*, определим напряжение на коллекторе $U_к = 9$ *в*. Из формулы для $U_{к.э}$ можно определить еще не найденное значение сопротивления R_3:

$$R_3 = \frac{E_к R_2 R_к}{(E_к - U_{к.э})(R_1 + R_2) - E_к R_2} = \frac{12 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{6 \cdot 24 \cdot 10^3 - 12 \cdot 6 \cdot 10^3} = 2 \text{ ком}.$$

Ток эмиттера $I_э = U_э/R_3 = 3/2 \cdot 10^3 = 1{,}5$ *ма*.

Таким образом, входное сопротивление каскада определяется сопротивлением резисторов R_1, R_2 и R_3; в нашем примере оно равно приблизительно 1 000 *ом*. Усиление по напряжению равно значению β применяемого транзистора, умноженному на отношение $R_к/R_{вх}$. Для $\beta = 50$ получаем $K_н = 100$.

Если последовательно включен еще один каскад усиления, то сопротивление нагрузки уменьшается, так как параллельно $R_к$ включается входное сопротивление $R_{вх}$ каскада. В нашем примере это вызывает уменьшение усиления на одну треть. Так как это действительно и для последующего каскада, то построенный двухкаскадный усилитель при $R_{вх} = 2$ *ком* и $R_к = 1$ *ком* будет иметь общее усиление $K_{н.общ} = K_{н1} K_{н2} = 900$. Ток коллектора последней ступени усилителя можно регулировать в пределах от 0 до 3 *ма*, что позволяет получить максимальное выходное напряжение амплитудой 6 *в*

при входном напряжении, равном 6,7 *мв*. Подобный усилитель отлично работает как предварительный микрофонный усилитель. Схема рассчитанного усилителя приведена на рис. 4-8.

Теперь радиолюбитель может самостоятельно рассчитать и построить усилитель низкой частоты. На рис. 4-9 дана схема простого

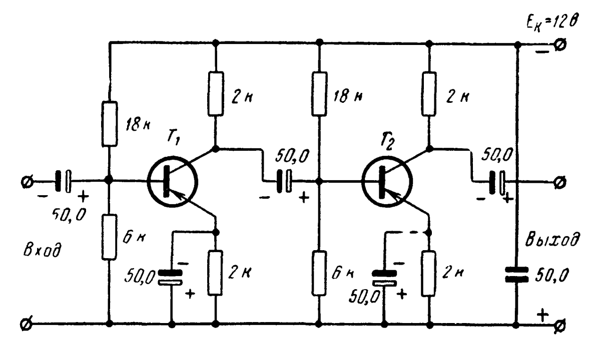


Рис. 4-8. Пример схемы двухкаскадного транзисторного усилителя низкой частоты с температурной компенсацией.

детекторного приемника для приема местных радиостанций. Его можно использовать и как монитор (устройство для прослушивания и контроля работы собственного любительского передатчика), для чего колебательный контур настраивается на нужную частоту. В данном случае используется магнитная антенна *МА* на ферритовом стержне длиной 100 и диаметром 8 *мм* с магнитной проницаемостью $\mu = 600$.

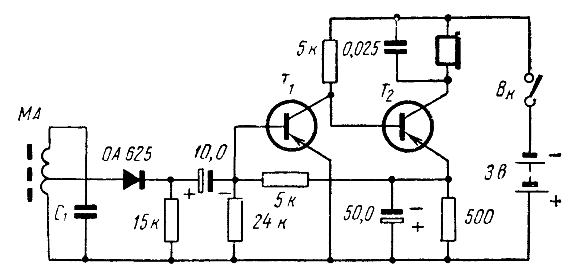


Рис. 4-9. Простой детекторный приемник.

Для согласования низкоомного входа цепи детектора с резонансным сопротивлением контура у катушки делается отвод от 1/3 всего количества витков, считая от холодного конца. Обмотка имеет 60 витков высокочастотного литцендрата 20 × 0,07. Подбирая емкость керамического конденсатора C_1 (100—500 *пф*), приемник настраивают на частоту местного радиовещательного передатчика. Диод ОА625 детектирует высокочастотное напряжение, и с резистора сопротивлением 15 *ком* снимается низкочастотное напряжение, которое по-

дается на транзистор T_1. Транзистор T_1 совместно с транзистором T_2 образует так называемую схему «тандемного» включения, т. е. оба транзистора связаны по постоянному току. Коллекторный ток выходного каскада выбирается равным 2 *ма*, что осуществляется изменением сопротивления резистора в цепи эмиттера. Изменением сопротивления одного из резисторов (24 *ком* и 5 *ком*), образующих делитель напряжения для подачи смещения на базу транзистора T_1, коллекторный ток этого транзистора устанавливается равным 200 *мка*. Питание приемника производится от батареи напряжением 3 *в*.

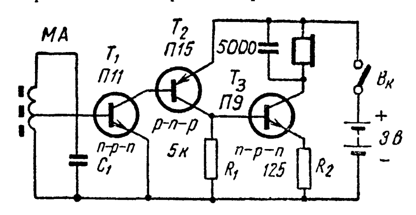


Рис. 4-10. Приемник на транзисторах различных типов проводимости.

Применение транзисторов разных типов проводимости позволяет значительно упростить схему. На рис. 4-10 приведена схема приемника, собранного на двух транзисторах, имеющих проводимость типа *n-p-n*, и одном транзисторе типа *p-n-p*. Транзистор T_1 (П11) служит для детектирования высокочастотного напряжения, индуцируемого в контуре магнитной антенны *МА*. Транзистор T_2 (П15) работает

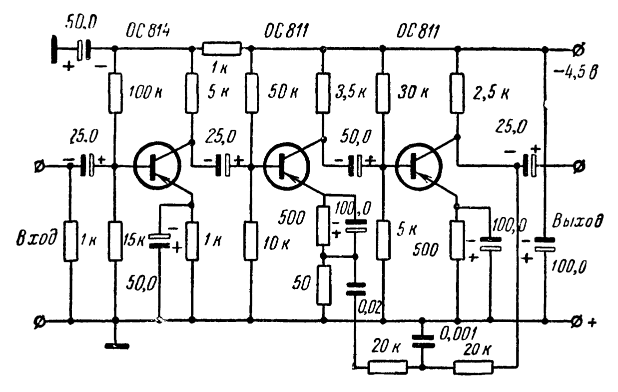


Рис. 4-11. Трехкаскадный усилитель низкой частоты с отрицательной обратной связью.

как усилитель низкой частоты. Выходной каскад собран на транзисторе T_3 (П9). Изменением сопротивления резистора R_1 регулируется ток покоя транзистора T_3. Резистор R_2 ограничивает коллекторный ток (25 *ма*), одновременно вызывая отрицательную обратную связь по постоянному току. Так как он не зашунтирован конденсатором, то имеется отрицательная обратная связь и по переменному току, повышающая линейность выходного каскада и уменьшающая искажения при большом входном сигнале.

Кроме колебательного контура, приемник содержит всего три транзистора, два резистора и один конденсатор, что наглядно демон-

стрирует простоту схем с транзисторами разных типов проводимости. Весь приемник может быть размещен в корпусе от авторучки.

О том, какие малые размеры имеет многокаскадный транзисторный усилитель на резисторах, говорит следующий пример. На рис. 4-11 дана полная схема транзисторного усилителя, имеющего коэффициент усиления 5 000. Усилитель собран в корпусе от поляризованного реле и может применяться как составная часть в больших приборах. На рис. 4-12 можно видеть готовый усилитель. Большую часть объема занимают электролитические конденсаторы.

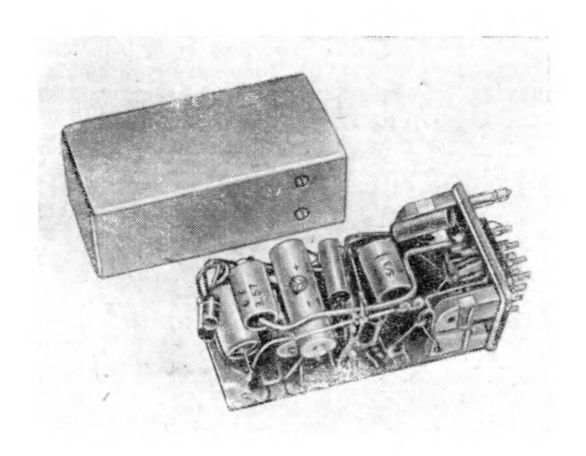


Рис. 4-12. Конструкция трехкаскадного усилителя.

Из рис. 4-11 видно, что работа всех каскадов усилителя стабилизирована. Введена отрицательная обратная связь от последнего каскада к предпоследнему, что значительно уменьшает искажения при большом выходном напряжении. Напряжение питания первого каскада подается через развязывающий фильтр, образованный резистором сопротивлением 1 *ком* и конденсатором емкостью 50 *мкф*. Это препятствует самовозбуждению усилителя из-за связи по цепям питания.

Так как внутреннее сопротивление транзисторов меньше, чем электронных ламп, то транзисторный усилитель менее склонен к самовозбуждению. Однако при старении батареи питания ее внутреннее сопротивление повышается, что может привести к самовозбуждению усилителя.

Ток коллектора транзистора T_1 равен 0,2 *ма*, транзистора T_2 — 0,5 *ма*, транзистора T_3 — 0,9 *ма*. Для установки этих значений токов требуется изменять соответственно сопротивления резисторов 100, 50 и 30 *ком*, входящих в делители напряжения. Ток, потребляемый усилителем при напряжении питания 4,5 *в*, равен 1,8 *ма* (потребляемая мощность — около 80 *мвт*). Коэффициент нелинейных искажений равен 3%, выходное напряжение — 1,5 *в* при сопротивлении нагрузки 100 *ком*. Входное сопротивление схемы равно примерно

500 *ом*. Неравномерность частотной характеристики в диапазоне частот 50—12 000 *гц* равна ± 1 *дб*.

В любительской практике часто применяется индикатор сигнала — прибор, содержащий усилитель низкой частоты, нагруженный на громкоговоритель, с высокочастотным или низкочастотным пробником. Подобный прибор можно собрать на транзисторах (рис. 4-13). Выносной пробник содержит диод ОА705, служащий для детектирования высокочастотного сигнала. В первом каскаде усилителя необходимо применить транзистор с минимальными собственными шумами (в данном случае ОС814). Выходной каскад работает в режиме *А*. Сопротивление резистора в цепи эмиттера определяет максимальный ток коллектора, который стабилизирован введением отрицательной обратной связи по постоянному току В каждом каскаде применена отрицательная обратная связь по напряжению,

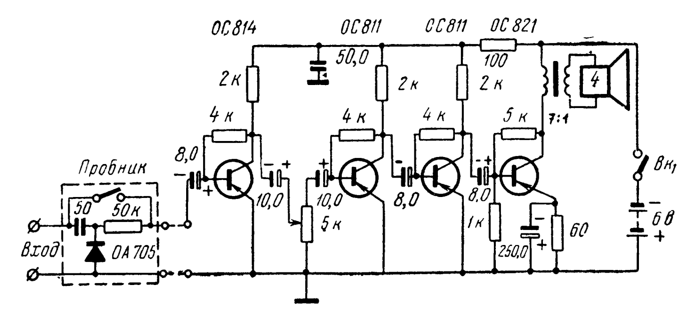


Рис. 4-13. Пробник с транзисторным усилителем.

осуществляемая включением резистора между коллектором и базой транзистора, что хотя и уменьшает усиление, но зато повышает входное и понижает выходное сопротивление каскада. Этим способом входное сопротивление первого каскада повышено до 5 *ком*. Регулировка усиления производится потенциометром сопротивлением 5 *ком*. Коллекторное напряжение предварительных каскадов усиления фильтруется цепочкой 100 *ом* — 50 *мкф*.

Обратная связь по напряжению технически легко выполнима, однако надо помнить, что от сопротивления резистора, включенного между коллектором и базой, зависит режим работы транзистора, поэтому это сопротивление нельзя выбирать произвольно.

Низкочастотные усилители

На рис. 4-14 изображена схема усилителя низкой частоты для телефонной связи с коэффициентом усиления 10^4 (рис. 4-14). Эта схема отличается от ранее рассмотренных тем, что в ней используются отрицательная обратная связь по току, осуществляемая включением резистора в цепь эмиттера. Помимо этой индивидуальной обратной связи, имеется общая обратная связь с выходного трансформатора на базу транзистора первого каскада усиления.

Входной каскад собран на малошумящем транзисторе ОС814, который без отрицательной обратной связи имеет коэффициент уси-

ления 40—60. Включением резистора сопротивлением 50 *ом* коэффициент усиления уменьшается до 10. Ток коллектора первого тран-

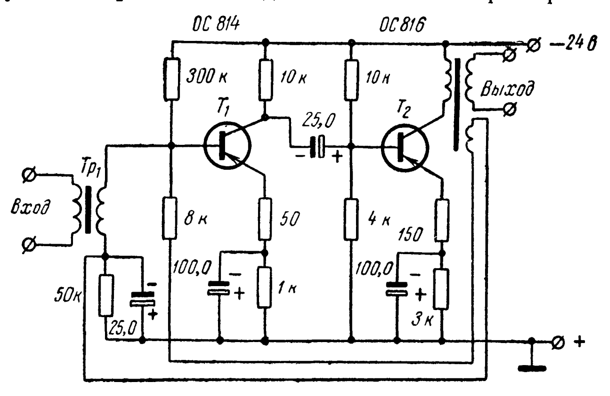


Рис. 4-14. Транзисторный усилитель низкой частоты с отрицательной обратной связью по току.

зистора равен 0,75 *ма*. Ток покоя транзистора выходного каскада равен 2 *ма*. Включением выходного и входного трансформаторов соответствующие сопротивления усилителя делаются равными 600 *ом*.

В некоторых случаях имеющийся у радиолюбителя ламповый усилитель не обеспечивает нужного усиления. В этом случае можно применить добавочный предварительный усилитель на плоскостном транзисторе, который можно питать от анодного напряжения лампового усилителя через ограничивающее сопротивление. На рис. 4-15 дана схема подобного усилителя, который удобно применить в качестве микрофонного усилителя. Анодное напряжение, подаваемое на усилитель, снижается до 10 *в* резистором с большим сопротивлением. Каскад собран по схеме с общим коллектором и имеет коэффициент усиления по мощности 200. Связь с последующим каскадом происходит через конденсатор.

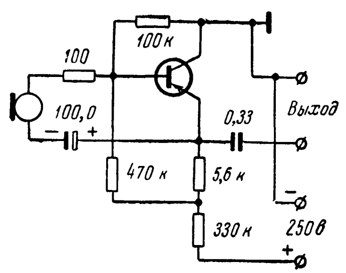


Рис. 4-15. Микрофонный усилитель с питанием высоким анодным напряжением.

Емкость переходного конденсатора рассчитывается по формуле

$$C = \frac{1}{\omega_н (R_{вх} + R_о)},$$

где $\omega_н$ — нижняя усиливаемая частота, $R_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада и $R_о = R_э \| R_к$ — параллельное соединение резистора в цепи эмиттера и нагрузочного резистора. Если, например, $f_н = 50$ *гц*, $R_{вх} = 500$ *ом*, $R_э = 10$ *ком* и $R_к = 50$ *ком*,

то $C = 0,1$ *мкф*. Обычно емкость конденсатора берется немного большей.

В заключение рассчитаем многокаскадный усилитель низкой частоты на резисторах.

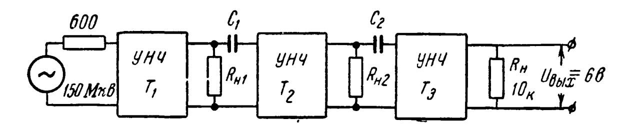


Рис. 4-16. Блок-схема транзисторного усилителя низкой частоты.

Блок-схема усилителя представлена на рис. 4-16. Динамический микрофон внутренним сопротивлением 600 *ом* при нормальном звуковом давлении дает напряжение 150 *мкв*.

Входное сопротивление первой ступени рассчитывается по формуле (из эквивалентной системы с r-параметрами)

$$R_{вх} = r_б + \frac{r_э}{1 - \alpha_0},$$

где α_0 — коэффициент передачи тока на низких частотах.

Сопротивление $r_э$ зависит от протекающего тока эмиттера и может быть приближенно определено по формуле $r_э = 25/I_э$. В нашем случае положим $I_э = 0,5$ *ма*, тогда $r_э = 50$ *ом*. Пусть транзистор имеет $\alpha_0 = 0,95$; получаем $R_{вх} = 1\,150$ *ом* (приняв $r_б = 150$ *ом*). Входная мощность равна:

$$P_{вх} = \frac{U^2_{вх}}{R_{вх} + R_э} = 1,3 \cdot 10^{11} \text{ вт}.$$

На выходе усилителя необходимо получить напряжение $U_{вых} = 6$ *в* на нагрузке сопротивлением 10 *ком*. Таким образом, усиление по мощности, которое должен иметь рассчитываемый усилитель, равно:

$$K_м = \frac{U_{вых}}{R_н P_{вх}} = 2,8 \cdot 10^7 \quad \text{или} \quad K_м = 84,5 \text{ дб},$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки.

По выбранному коэффициенту усиления можно определить число каскадов усиления. Этот расчет довольно сложен, однако здесь он приводится как пример того, что схему можно рассчитать при помощи элементарной математики. Для усиления по мощности имеем:

$$K_м = \frac{R_н}{R_{вх}} \left[\left(\frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \right)^{m-1} \right]^2 \left(\frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0 + \frac{R_н}{r_к}} \right)^2,$$

где m — число каскадов усилителя. Вторая скобка представляет собой усиление последнего каскада. Подставив значения $\alpha_0 = 0,95$, $R_н = 10$ *ком*, $R_{вх} = 1,1$ *ком* и $r_к = 100$ *ком*, определим m:

$$K_м = \frac{10}{1,1} \left[\left(\frac{0,95}{0,05} \right)^{m-1} \right]^2 \left(\frac{0,95}{0,05 + 0,1} \right)^2;$$

$$2,8 \cdot 10^7 = 363 \left[19^{(2m-2)} \right];$$

логарифмируем обе части:

$$\log 7{,}8 \cdot 10^4 = (2m - 2) \log 19;$$

$$5 = 1{,}3\,(2m - 2);$$

$$m = 3.$$

Итак, установлено, что усилитель должен иметь три каскада Напряжение на базе третьего каскада равно:

$$U_{б3} = U_{вх3} = \frac{\sqrt{2}}{K_{н3}},$$

где $K_{н3}$ — коэффициент усиления по напряжению последнего каскада. Он определяется эквивалентной системой r-параметров:

$$K_{н3} = \frac{\alpha_0 r_к R_н}{r_к [r_э + r_б (1 - \alpha_0)] + R_н (r_э + r_б)}.$$

В нашем случае $K_{н3}$ равно 190. Таким образом, $U_{б3}$ равно 45 *мв*. Ток, управляющий базой,

$$I_{б3} = U_{б3}/R_{вх} = 45 \text{ мка}.$$

Если ток покоя базы $I_{б0}$ принять равным 60 *мка*, то получим значение тока эмиттера транзистора третьего каскада:

$$I_{э3} = I_{б0}/(1 - \alpha_0) = 1{,}5 \text{ ма}.$$

Напряжение питания выбирается по режиму транзистора, оно равно сумме напряжений на транзисторе и сопротивлении нагрузки:

$$E_к = U_к + I_э R_н = 10 + 15 = 25 \text{ в}.$$

Сопротивление смещения в цепи базы (простейшая схема смещения) равно:

$$R_{б3} = E_к/I_{б0} = 0{,}42 \text{ Мом}.$$

Два каскада предварительного усиления имеют ток $I_{э0} = 1$ *ма* при

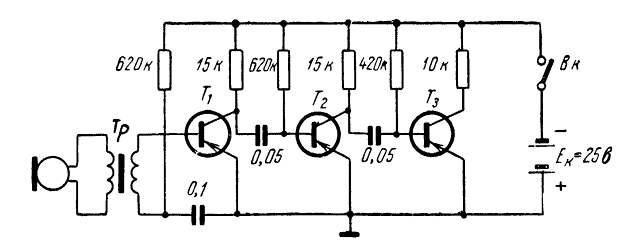


Рис. 4-17. Схема рассчитанного усилителя.

токе $I_{б0} = 40$ *мка*. Так как напряжение на коллекторе должно равняться 10 *в*, то сопротивление нагрузки имеет величину

$$R_{н1} = R_{н2} = (E_к - U_к)/I_{э0} = 15 \text{ ком}.$$

Сопротивление смещения выбирается аналогично: $R_{б1} = R_{б2} = 0{,}62$ *Мом*. Микрофон согласуется с первым каскадом при помощи

трансформатора, имеющего отношение числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной — 1 : 1,4.

Усилитель при напряжении питания 25 *в* потребляет ток 3,6 *ма*, что соответствует потребляемой мощности 90 *мвт*. Схема рассчитанного усилителя приведена на рис. 4-17.

Усилители высокой и промежуточной частоты

Для усилителя промежуточной частоты решающую роль играет обратная связь, так как она ограничивает величину устойчивого усиления. Обратная проводимость, характеризующая действие обратной связи, может быть нейтрализована таким же образом, как и в лампах.

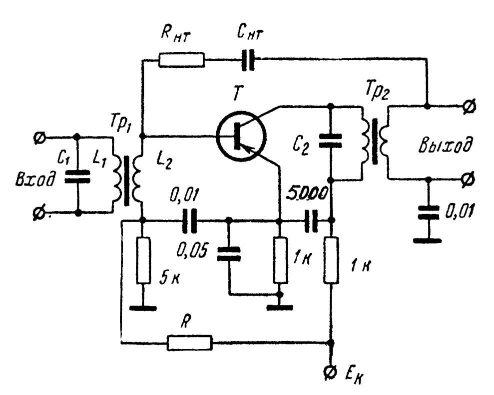


Рис. 4-18. Схема нейтрализованного усилителя промежуточной частоты.

Схема усилителя промежуточной частоты, в котором применена нейтрализация, дана на рис. 4-18. Напряжение смещения подается делителем напряжения. Сопротивление резистора R делителя выбирается таким, чтобы протекал желаемый коллекторный ток покоя. Цепь нейтрализации образована резистором $R_{нт}$ и конденсатором $C_{нт}$; она подключена ко вторичной обмотке трансформатора промежуточной частоты, причем подключение должно происходить таким образом, чтобы осуществлялся поворот фазы сигнала на 180°. Если каскад возбуждается, то необходимо поменять местами выводы вторичной обмотки.

Для расчета цепи нейтрализации необходимо знать высокочастотную эквивалентную схему примененного транзистора (в большинстве случаев дается заводом-изготовителем). На рис. 4-19 изображена так называемая π-эквивалентная схема, которая была предложена Джаколетта. Для большинства транзисторов значение объемного сопротивления базы $r_{б.б}$ лежит в пределах 20—200 *ом*. Величины $g_{б'.э}$ и $C_{б'.э}$ определяются протекающим током эмиттера:

$$g_{б'.э} = (1 - \alpha_0)/r_э;$$

$$C_{б'.э} = \frac{1}{\omega\alpha r_э} \quad \text{и} \quad r_э \approx 25/I_э.$$

Значение $g_{б'.к}$ определяют по формуле $g_{б'.к} = 1/2\ r_к$; величина $C_{б'.к}$ для высокочастотных транзисторов лежит в пределах 5—50 *пф*. Про-

водимость обратного воздействия равна:

$$g_{к.э} = \frac{1}{r_к (1 - \alpha_0)}.$$

На рис. 4-19 приведены практические параметры одного из транзисторов. Мы видим, что входное сопротивление транзистора мало, поэтому оно должно быть согласовано с колебательным контуром при помощи понижающего трансформатора. Передаточное соотношение трансформатора выбирается равным 10:1—7:1. Считают, что параллельно колебательному контуру подключен шунтирующий резистор сопротивлением 150 *ком* и конденсатор емкостью 50 *пф*. Эти значения необходимо подставить в расчет.

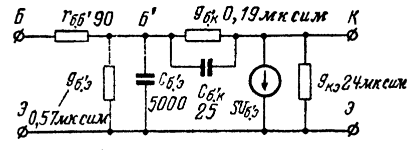


Рис. 4-19. π-эквивалентная схема и параметры высокочастотного транзистора OC45.

Для реактивной проводимости цепи нейтрализации приближенно имеем:

$$Y_{нт} = y_к/k = \frac{g_{б'.к} + j\omega C_{б'.к}}{k},$$

где k — коэффициент трансформации для частоты 468 *Мгц*; $Y = 1,9\ (1 + j\ 400)$ *мксим*.

Для последовательного соединения R и C имеем:

$$Y_{нт} = \omega C \frac{\omega CR}{1 + (\omega CR)^2} \left(1 + \frac{j}{\omega CR}\right).$$

В нашем случае $\omega CR = 1/400 = 2,5 \cdot 10^{-3}$, отсюда $C_{нт} = 290$ *пф* и $R_{нт} = 4$ *ом*. Если сопротивление мало (меньше 10 *ом*), то его можно исключить, так как расчет приближенный. При настройке усилителя $C_{нт}$ изменяют в некоторых пределах.

Практически приемник имеет две-три такие нейтрализованные ступени. Усилитель промежуточной частоты тогда имеет общее усиление 60 *дб* и работает стабильно. Вообще в силу того, что транзистор имеет низкое внутреннее сопротивление, транзисторный усилитель менее склонен к самовозбуждению, чем ламповый усилитель. Однако надо иметь в виду, что если граничная частота транзистора лишь на один порядок выше усиливаемой частоты, то параметры транзистора еще в некоторой степени зависят от частоты.

В качестве следующего примера рассмотрим одноконтурный усилитель высокой частоты приемника прямого усиления (рис. 4-20). Каскад собран по схеме с общим эмиттером на транзисторе, имеющем граничную частоту усиления не ниже 10 *Мгц*. Резистор R_1 определяет ток покоя базы, а следовательно, режим работы транзистора. В цепь коллектора включен широкополосный трансформатор высокой частоты. Ток коллектора равен 0,5—0,8 *ма*. С резистора R_2 снимается напряжение низкой частоты. Ферритовый стержень магнитной проницаемостью $\mu = 600$ имеет диаметр 8 и длину 120 *мм*. Катушка L_1 магнитной антенны *МА* имеет 70 витков литцендрата $20 \times 0,07$, катушка L_2 — 10 витков провода ПЭВ0,15. Трансформатор высокой

частоты наматывают на ферритовом кольце диаметром 8—10 *мм* или горшкообразном ферритовом сердечнике диаметром 16 *мм*. Катушка L_3 имеет 70, а катушка L_4 — 200 витков провода ПЭВ0,1.

Если в распоряжении радиолюбителя имеются транзисторы с граничной частотой только около 1 *Мгц*, то усилитель высокой частоты

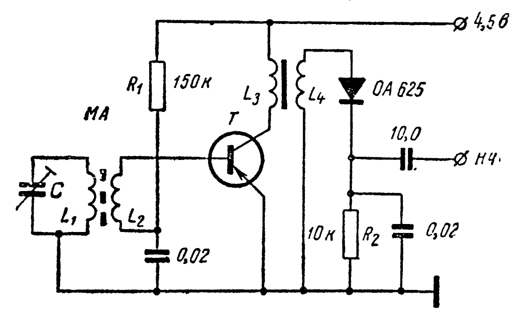


Рис. 4-20. Схема высокочастотного усилителя на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

необходимо собрать по схеме с общей базой. Согласование производится при помощи широкополосного трансформатора высокой частоты. На рис. 4-21 показана схема двухкаскадного усилителя высокой частоты, собранного по схеме с общей базой. Связь антенны со входным контуром осуществляется через конденсатор емкостью 50 *пф*.

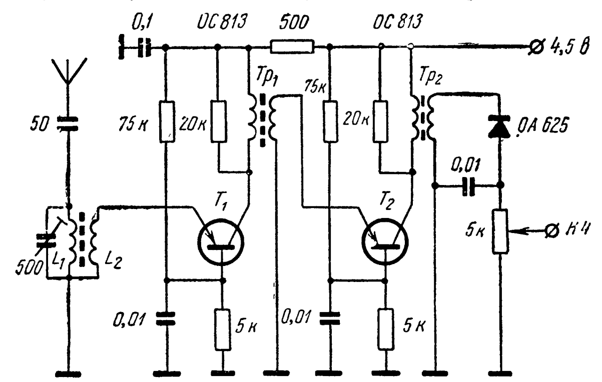


Рис. 4-21. Двухкаскадный усилитель на транзисторах, включенных по схеме с общей базой.

Отношение числа витков катушки L_1 к числу витков катушки L_2 равно 20 : 1. В цепь коллектора транзистора T_1 включена первичная обмотка широкополосного трансформатора Tp_1, которая зашунтирована резистором сопротивлением 20 *ком*. Передаточное соотношение трансформатора 8 : 1—10 : 1. Второй каскад совершенно аналогичен первому, только трансформатор Tp_2 имеет соотношение 2 : 1, бла-

годаря чему производится согласование с цепью детектора. Высокочастотные трансформаторы наматывают на ферритовых кольцах диаметром 10 *мм* или ферритовых горшкообразных сердечниках диаметром 16 *мм*. Индуктивность первичных обмоток равна 10—15 *мгн*, для чего наматывают 100—250 витков провода ПЭВ0,1—0,15 (при $\mu = 400 \div 600$). Для исключения взаимного влияния между катушками, намотанными на ферритовых кольцах (а следовательно, возможности самовозбуждения), их помещают на расстоянии не менее 3 *см* друг от друга. Горшкообразные сердечники можно располагать почти вплотную друг к другу.

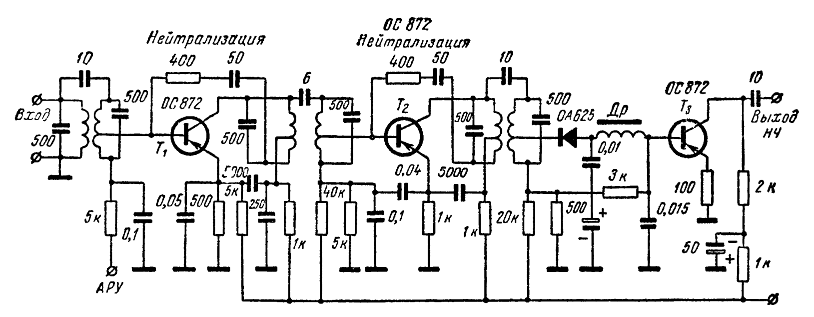


Рис. 4-22. Схема двухкаскадного усилителя промежуточной частоты.

Настройка этого усилителя очень проста. Сперва устанавливают токи коллекторов транзисторов равными 1 *ма*, затем проверяют чувствительность. Если желательно получить более высокую избирательность, то число витков катушки L_2 и вторичной обмотки трансформатора Tp_1 уменьшают, правда, при этом чувствительность снизится. Если, несмотря на тщательный монтаж, усилитель возбуждается, надо поменять местами выводы вторичной обмотки одного из трансформаторов высокой частоты.

Заменив первый трансформатор на настраиваемый колебательный контур, можно увеличить чувствительность усилителя в 2—3 раза без дополнительных изменений в схеме.

На рис. 4-22 дана полная схема двухкаскадного усилителя промежуточной частоты ($f_{п.ч} = 468$ *кгц*) переносного радиовещательного приемника. Здесь применимы транзисторы с граничной частотой усиления не менее 4 *Мгц*. Первичная обмотка входного трансформатора промежуточной частоты включается в смесительный каскад. Полосовой фильтр имеет индуктивно-емкостную связь между катушками фильтра. Для согласования с последующим каскадом сделан отвод. Катушки первых контуров фильтров имеют отводы, благодаря которым удается достигнуть практически реализуемых значений элементов цепи нейтрализации.

Детектирование усиленного сигнала производится германиевым диодом, после него включен *LC*-фильтр, который подавляет остаточное напряжение промежуточной частоты. За ним следует усилитель низкой частоты, имеющий гальваническую связь с детектором. Этот каскад можно применить для усиления напряжения АРУ (автоматической регулировки усиления), которое управляет эмиттерным током транзистора T_1.

Получение нужного режима работы и его стабилизация производятся способами, аналогичными рассмотренным выше.

Катушки фильтров промежуточной частоты (ПЧ) наматывают на полистироловых каркасах диаметром 5 *мм*. Регулировку индуктивности осуществляют с помощью винтового цилиндрического сердечника из высокочастотного железа. Высота намотки 6 *мм*. Каждую катушку помещают в алюминиевый экран размерами 15 × 15 × 20 *мм*.

Катушки фильтров промежуточной частоты имеют индуктивность 0,226 *мгн*, для чего наматываются 90—100 витков литцендрата 10 × × 0,05. Отвод у вторичной обмотки первого фильтра ПЧ делают от 1/5 всех витков; у первого контура второго фильтра — от 1/5 всех витков; у второго контура второго фильтра — от 1/10 всех витков, у первого контура третьего фильтра — от 1/5 и у второго контура третьего фильтра — от 1/2 всех витков, считая везде от холодного конца.

Высокочастотный дроссель *Др* имеет индуктивность 1 *мгн*, для чего на такой же каркас, на каких наматывают фильтры ПЧ, помещают 350 витков.

Начинающим радиолюбителям подобный усилитель строить не рекомендуется, так как индуктивность намотанных катушек может отличаться от расчетных данных и для успешной настройки их потребуется по крайней мере гетеродинный индикатор резонанса, которого у радиолюбителей может не быть.

Емкость полностью подключенного первого контура рассчитывается по формуле

$$C_{\text{конт}} = \frac{1}{R_i \pi (\sqrt{2} B_1 - 2b_0)},$$

где R_i — внутреннее сопротивление транзистора при закороченной по высокой частоте базе (примерно 60—200 *ком*); B_1 — требуемая полоса пропускания фильтра и b_0 — полоса пропускания ненагруженного одиночного контура фильтра. Последняя рассчитывается по формуле

$$b_0 = f_{\text{рез}}/Q_0,$$

где $f_{\text{рез}}$ — резонансная частота контура, Q_0 — добротность незашунтированного контура.

Взяв $Q_0 = 160$ — значение, которое можно получить у катушки с высокочастотным сердечником, имеем $b_0 = 3$ *кгц*. Если требуемая полоса пропускания равна 12 *кгц*, то для полосы пропускания всего усилителя с тремя фильтрами имеем:

$$B_{\text{общ}} = B_1 \sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1},$$

где n — число фильтров. В нашем случае $B_{\text{общ}} = 8{,}57$ *кгц*, что достаточно для хорошего воспроизведения передачи.

Если в усилителе ПЧ применяется одиночный контур, что иногда делается для упрощения и в целях экономии, то емкость контура, необходимая для оптимального усиления, рассчитывается по формуле

$$C_{\text{конт}} = \frac{1}{R_i \pi (b_1 - b_0)},$$

где b_1 — требуемая полоса пропускания одиночного контура. Если подставить вышеприведенные значения, получаем $C = 620$ *пф* (при $R_i = 60$ *ком*).

Полоса пропускания усилителя ПЧ с одиночным контуром

$$B_{\text{общ}} = b_1 \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}.$$

Если число контуров равно 6, то полоса пропускания равна 3,6 *кгц*. Таким образом, полоса пропускания отдельного контура должна быть расширена.

При одинаковых значениях емкостей и индуктивностей обоих контуров фильтра ПЧ коэффициент трансформации на базу транзистора последующего каскада равен:

$$k = \sqrt{R_{\text{вх}}/R_i},$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление следующего каскада (1—5 *ком*).

Наконец, конденсатор связи между контурами фильтра ПЧ имеет емкость, определяемую формулой

$$C_{\text{с}} = \frac{C_{\text{конт}} B_1}{\sqrt{2} f_{\text{рез}}}.$$

Теперь у радиолюбителей есть все формулы для приближенного расчета транзисторного усилителя промежуточной частоты.

Однако при расчете усилителя необходимо принимать во внимание свойства транзисторов. Известно, что усиление по току в схеме с общим эмиттером является функцией тока эмиттера. При малых значениях тока эмиттера β мало. Оно достигнет максимальных значений при токе эмиттера 0,2—1 *ма*. При более высоких значениях эмиттерного тока β снова снижается. На рис. 4-23 показан ход кривой усиления по току высокочастотного транзистора при малых значениях тока эмиттера. По данным изготовителей оптимальный ток эмиттера высокочастотных транзисторов в зависимости от типа равен 0,2—1 *ма*. Обычно ток эмиттера выбирается равным 0,5 *ма* и лишь во входных каскадах 0,2 *ма*.

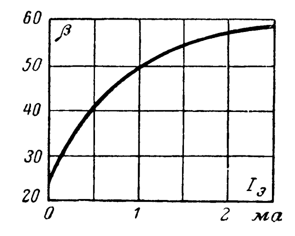


Рис. 4-23. Усиление по току высокочастотного транзистора в схеме с общим эмиттером как функция тока эмиттера.

С помощью рис. 4-24 можно пояснить влияние параллельного включения транзистора на свойства колебательного контура. Из π-эквивалентной схемы (рис. 4-19) мы знаем, что транзистор имеет входную емкость $C_{б'.э}$ и параллельно ей включенную входную проводимость $g_{б'.э}$. С увеличением тока эмиттера входная проводимость и входная емкость транзистора увеличиваются. Так как значения их велики, то прямое включение транзистора к колебательному контуру невозможно, и у контура должен быть сделан отвод, в большинстве случаев от 1/5 всех витков. Тем самым шунтирующие контур проводимость и емкость транзистора уменьшаются в 25 раз. Однако зависимость этих величин от тока эмиттера остается, что при регулировке транзисторной ступени вызывает расстройку контура, а также изменение полосы пропускания (последнее объясняется изменением величины шунтирующего сопротивления). Расширение полосы пропускания (что имеет место при приеме мощного передатчика) является

в этом случае довольно полезным эффектом, однако при этом контур должен получать возможно меньшую расстройку, в противном случае наступают нелинейные искажения.

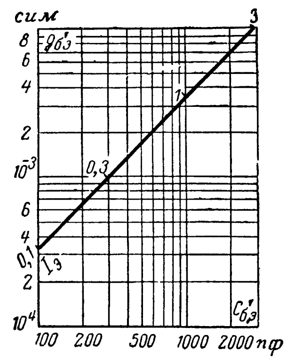


Рис. 4-24. Входная емкость и входная проводимость как функция тока эмиттера у высокочастотного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

На рис. 4-25 показано влияние параллельного подключения транзистора на добротность колебательного контура. В верхнем правом углу показан колебательный контур с емкостью 100 *пф*, добротностью 160, промежуточная частота 460 *кгц*, параллельно которому подключен транзистор с входной емкостью $C_{б'э}$ и проводимостью $g_{б'э}$. Если ток эмиттера транзистора равен 0,5 *ма*, то добротность контура уменьшается до 100 (кривая *1*). До этого значения тока эмиттера кривая *2* (кривая расстройки) снижается довольно полого; расстройка равна примерно 0,2%. Так как в транзисторе еще имеется объемное сопротивление базы $r_{б.б'}$, то ход кривой изменения добротности необходимо немного исправить. При больших значениях тока эмиттера кривая пойдет более полого, так как сильнее проявляется действие сопротивления $r_{б.б'}$. Кривая *3* соответствует сопротивлению $r_{б.б'} = 100$ *ом*. Зная ход этой кривой, можно определить подходящий отвод от обмотки контурной катушки, причем в качестве добавочного условия необходимо учитывать полосу пропускания. Точный расчет транзисторного усилителя промежуточной частоты выходит за рамки данной книги.

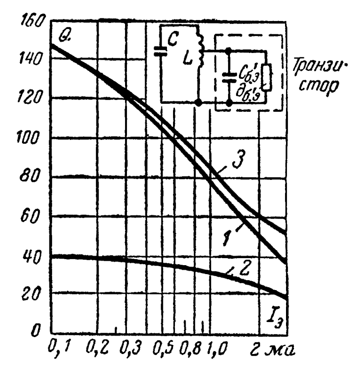


Рис. 4-25. Влияние транзистора на добротность колебательного контура.

На рис. 4-26 приведена схема усилителя на частоту 130 *кгц*. В нем используются два полосовых фильтра с емкостной связью между контурами и один отдельный контур. Входное напряжение подается на катушку L_1. Для расширения общей полосы пропускания усилителя каждый контур полосовых фильтров зашунтирован резистором сопротивлением 50 *ком*. Связь полосового фильтра с базой первого транзистора происходит через катушку связи L_3. Режим работы устанавливается изменением напряжения базы до получения максимальной громкости. Коллектор первого транзистора подключается к отводу катушки L_4. При такой низкой промежуточной частоте производить нейтрализацию каскада не требуется. Второй полосовой фильтр полностью соответствует первому. Связь со вторым каскадом УПЧ

осуществляется через катушку L_6. В коллекторную цепь транзистора T_2 включен одиночный колебательный контур. Детектирование высокочастотного сигнала осуществляется диодом $Д_1$. Детектированный сигнал подается на вход усилителя низкой частоты.

Катушки фильтров промежуточной частоты наматывают на горшкообразных сердечниках из высокочастотного железа и помещают в экраны. Если применяют горшкообразные сердечники из феррокарта диаметром 12 *мм*, то катушки L_1, L_2, L_4, L_5 имеют по 250 витков (индуктивность 2,8 *мгн*). Если в распоряжении имеются другие сердечники, то количество витков соответственно пересчитывается. Отвод у катушек L_1 и L_4 делается от 100 витков, считая от холодного конца. Катушки связи L_3 и L_6 имеют по 30 витков, катушка связи с детектором L_8 имеет 100 витков. Все катушки наматывают проводом ПЭВ 0,1

Оба фильтра имеют связь между контурами выше критической, что достигается подбором емкости конденсаторов связи. При таком выборе связи усилитель имеет более крутые спады на границах полосы пропускания. Получаю-

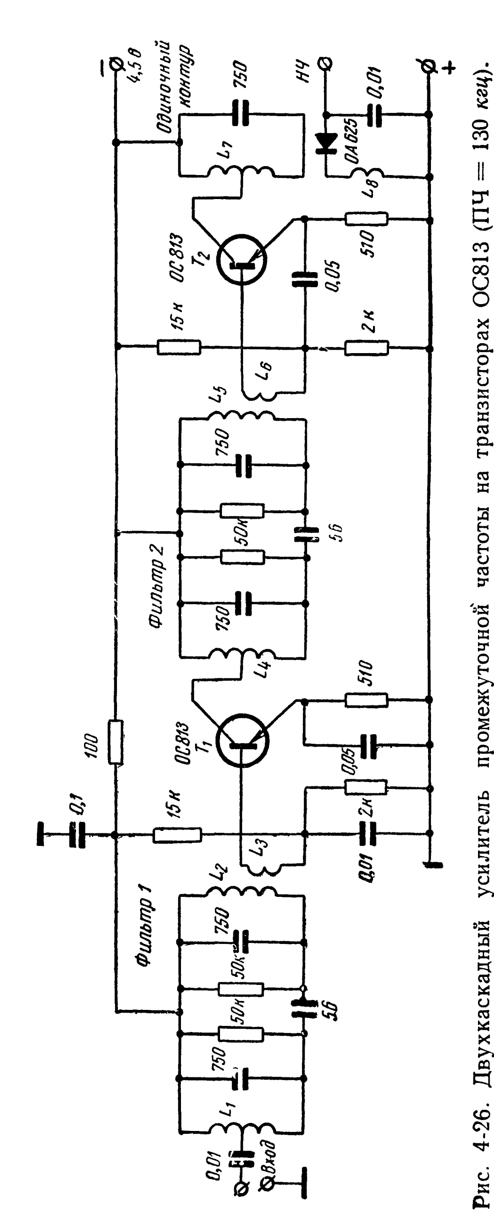


Рис. 4-26. Двухкаскадный усилитель промежуточной частоты на транзисторах ОС813 (ПЧ = 130 *кгц*).

щийся на промежуточной частоте провал резонансной характеристики компенсируется одиночным контуром.

Настройку усилителя промежуточной частоты лучше всего производить при помощи генератора сигналов. Его включают во вторичный контур второго фильтра, причем конденсатор связи отпаивают. Подбором емкости конденсатора контур настраивают грубо на выбранную промежуточную частоту, после чего точную настройку производят сердечником катушки. Эти операции контролируют по максимальному отклонению стрелки лампового вольтметра, включенного после диода $Д_1$. После настройки вторичного контура фильтра *2* генератор подключают к вторичному контуру фильтра *1*, а конденсатор связи припаивают на свое место. По максимальному показанию вольтметра настраивают первичный контур второго фильтра и вторичный контур первого. Напряжение генератора при этом необходимо уменьшить настолько, чтобы усилитель не перегружался.

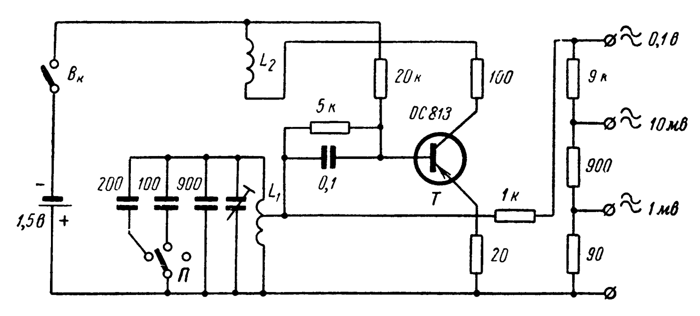


Рис. 4-27. Транзисторный генератор для настройки тракта ПЧ.

Настройку усилителя лучше всего производить с помощью генератора качающейся частоты. Если в распоряжении радиолюбителя вообще нет генератора, то ему неплохо построить простой транзисторный генератор для настройки усилителя промежуточной частоты.

Схема такого генератора с индуктивной связью приведена на рис. 4-27. Транзистор включается по схеме с общим эмиттером. Включением одного из постоянных конденсаторов и изменением емкости подстроечного конденсатора генерируемую частоту можно изменять в определенных пределах. Резистор в цепи эмиттера служит для получения отрицательной обратной связи. С помощью делителя напряжения на выходе генератора получают напряжения 0,1 *в*, 10 *мв* и 1 *мв*. Питание генератора осуществляется от батареи напряжением 1,5 *в*.

Катушка L_1 колебательного контура имеет индуктивность 1,5 *мгн*. В нашем примере это соответствует 200 виткам. Отвод делается от 30 витков, считая от холодного конца. Катушка связи L_2 имеет 100 витков. Все катушки наматываются проводом ПЭВ0,15. Если генератор не работает, выводы катушки связи нужно поменять местами.

На транзисторах можно собрать каскодную схему. Практически речь идет о двухкаскадном усилителе, первый каскад которого собран по схеме с общим эмиттером, а второй — по схеме с общей базой.

На рис. 4-28 даны две практические схемы каскодных усилителей. С помощью резистора R_1 (рис. 4-29, *а*) на базу транзистора T_1

подается отрицательное напряжение смещения, которое выбирается таким, чтобы напряжение на коллекторе этого транзистора было равно 3—4 *в*. Напряжение смещения на базу транзистора T_2 подается с помощью резистора R_2. Оно выбирается таким, чтобы ток коллектора равнялся 1—2 *ма*. Внутренняя емкость между базой транзистора T_1 и коллектором транзистора T_2 уменьшается до 0,01—0,001 емкости отдельной ступени.

Усиление каскодной схемы в зависимости от типа транзисторов равно 100—500. Целесообразно увеличить напряжение $U_{к.э}$ транзистора T_2. Схема, приведенная на рис. 4-29, *а*, представляет собой каскодную схему с последовательным включением транзисторов по постоянному току; она рекомендуется при напряжении питания свыше 9 *в*. При таком включении транзисторов требуется мало деталей, распределение напряжения на транзисторах происходит равномерно, однако эта схема имеет один недостаток: токи коллекторов транзисторов T_1 и T_2 зависят один от другого и не могут быть установлены произвольно.

Каскодная схема с параллельным включением транзисторов по постоянному току (рис. 4-28, *б*), хотя и требует больше деталей, однако имеет более разностороннее применение, особенно при малых напряжениях питания. Напряжение смещения на базу транзистора T_1 подается с помощью резистора R_1, на базу транзистора T_2 — с помощью резистора R_2.

Рис. 4-28. Каскодные схемы на транзисторах.
а — с последовательным включением по постоянному току; *б* — с параллельным включением по постоянному току.

Каскодную схему можно применить для усиления низкочастотного напряжения, для чего колебательный контур в цепи коллектора транзистора T_2 заменяют постоянным резистором.

Наряду с уже описанными каскодными схемами имеется тандемная схема включения транзисторов (схема Дарлингтона), называемая еще «составным транзистором». При таком включении (рис. 4-29) эквивалентный транзистор имеет существенно большее

значение усиления по току. Рассчитаем электрические свойства этой схемы.

Для тока базы всегда имеется такое соотношение:

$$I_б = (1 - \alpha) I_э.$$

Для транзисторов, включенных по тандемной схеме, таким образом, можно записать:

$$I_{б1} = (1 - \alpha_1) I_{э1}; \quad I_{б2} = (1 - \alpha_2) I_{э2}.$$

В силу такого соединения транзисторов $I_{б1} = I_{э2}$, поэтому

$$I'_б = I_{б2} = (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) I'_э,$$

где $I'_б$ — ток базы эквивалентного транзистора,

$I'_э$ — ток эмиттера эквивалентного транзистора.

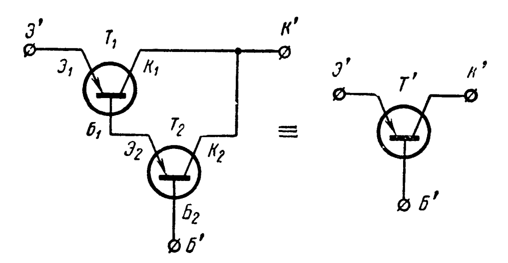


Рис. 4-29. Тандемное включение двух транзисторов.

Теперь можно рассчитать усиление по току эквивалентного транзистора (α'):

$$1 - \alpha' = (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2),$$

или

$$\alpha' = 1 - (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) = \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_1\alpha_2.$$

Значения h-параметров этой схемы можно определить подобным же методом. Здесь приводятся только конечные результаты:

$$h'_{11} = h_{111} + h_{112}(1 + h_{211}); \quad h'_{21} = h_{212} + (1 + h_{212}) h_{211};$$
$$h'_{12} = h_{121} + h_{122}; \quad h'_{22} = h_{222} + h_{221}(1 + h_{212}).$$

Последняя цифра во всех этих формулах указывает транзистор, к которому относится значение параметра. В табл. 6 сопоставлены измеренные и расчетные значения параметров тандемной схемы и параметры транзисторов, входящих в схему. Если коэффициенты усиления по току обоих транзисторов тандемной схемы принять равными, то для наглядности можно составить таблицу значений α' и β' (табл. 7).

В частном отношении тандемная схема обладает худшими свойствами, чем отдельные составляющие ее транзисторы. В отличие от отдельного транзистора, у которого $\alpha < 1$ во всем частотном диапазоне, у тандемной схемы из-за различия фазовых характеристик имеются области частот, где $\alpha > 1$.

Таблица 6

Параметры	T_1	T_2	T' измеренные	T' рассчитанные
$U_к$, *в*	3	3	3	3
$I_э$, *ма*	2	2	2	2
$r_э$, *ом*	10,4	12,8	22,2	19,8
$r_б$, *ом*	384	276	3 900	600
h_{11}, *ом*	19,05	19	26	19,3
h_{12}	$1,2 \cdot 10^{-4}$	$2,1 \cdot 10^{-4}$	$7,1 \cdot 10^{-4}$	$2,16 \cdot 10^{-4}$
h_{21}	0,978	0,9775	0,99902	0,999493
h_{22}, *сим*	$3,45 \cdot 10^{-7}$	$7,7 \cdot 10^{-7}$	$1,82 \cdot 10^{-7}$	$3,6 \cdot 10^{-7}$
$1 - \alpha$	0,022	0,0225	0,00098	0,000507
β	45	43,5	1 002	1 980

Таблица 7

$\alpha_1 = \alpha_2$	β	α'	β'
0,95	19	0,9975	399
0,98	49	0,9996	2 499
0,99	99	0,9999	99 999

Схема Дарлингтона часто употребляется в приборах регулирования, однокаскадных *RC*-генераторах, узкополосных усилителях низкой частоты. Из-за большой частотной зависимости параметров в высокочастотных схемах она применяется редко.

Широкополосные усилители

При создании широкополосных усилителей на транзисторах можно использовать обычные схемные приемы, известные из ламповой техники, однако условия расчета будут другими. Прежде всего относительно невысокая граничная частота транзисторов сильно затрудняет построение широкополосных усилителей.

Если транзистор в схеме с общей базой имеет граничную частоту 1 *Мгц* и коэффициент усиления по току $\alpha = 0{,}95$, то в схеме с общим эмиттером граничная частота будет равняться:

$$f_\beta = (1 - \alpha) f_\alpha,$$

т. е. в нашем случае 50 *кгц*. Для усилителя, собранного на транзисторе и имеющего полосу пропускания 4 *Мгц*, при $\alpha = 0{,}95$ необходимо применить транзистор с $f_\alpha = 60$ *Мгц*. Однако, если применить компенсацию, такой усилитель можно собрать на транзисторе с граничной частотой 5 *Мгц*.

На рис. 4-30 показан каскад усиления, собранный на транзисторе по схеме с общим эмиттером. Здесь $R_г$ — внутреннее сопротивление

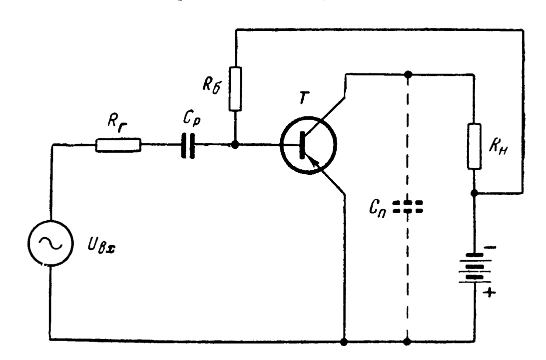


Рис. 4-30. Усилитель на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

генератора, а в случае многокаскадного усилителя — внутреннее сопротивление предыдущего каскада; $R_н$ — сопротивление нагрузки и $C_п$ — паразитная емкость (емкость утечки).

В качестве граничной частоты этого усилителя принимается частота, на которой усиление уменьшается на 3 *дб* (т. е. до значения $K_н = 0{,}71 K_{н0}$). Частотная характеристика зависит от емкостей $C_п$ и $C_{б'.к}$ (емкость коллекторного запорного слоя), а также от частотной характеристики параметра α.

При расчете граничной частоты этого каскада надо различать два случая:

$$\text{а)}\quad C_{б'.к} \neq 0,\quad C_п \neq 0,\quad \text{но}\quad \alpha = \alpha_0,$$

т. е. преобладает влияние паразитных емкостей;

б) влиянием емкостей можно пренебречь, но для усиления по току действительно

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)},$$

где ω_α — граничная частота в схеме с общей базой.

В первом случае считается, что $r_э \ll R_н \ll r_к$ (расчет ведется при помощи r-параметров).

При этом «емкостная предельная частота» определяется как

$$\omega_C = \frac{1}{R_н C},$$

где $C = C_{б.'к}(r/r_1) + C_п$; $r = R_г + r_б + r_э$; а также $r_1 = r_э + (R_г + r_б)(1 - \alpha_0)$. На практике $C_{б.'к} > C_п$ и $r > r_1$, поэтому можно считать

$$C \approx \left(\frac{r}{r_1}\right) C_{б.'к}$$

и

$$\omega_C \approx \frac{r_1}{r\tau_C},$$

где τ_C — постоянная времени цепочки.

Практически $C_{б.'к} = 10 \div 100$ *пф*; $C_п = 5 \div 20$ *пф*. Считая $C_{б.'к} = 100$ *пф*, $R_г = 600$ *ом*, $R_н = 10$ *ком*, $r_э = 30$ *ом*, $r_б = 400$ *ом*, $\alpha_0 = 0{,}96$, получаем $r = 1\,030$ *ом*, $r_1 = 70$ *ом*, $\tau_C = 10^{-6}$ *сек*. Отсюда $\omega_c = 70\,000$ и $f_C = 12$ *кгц*. Как видим, предельная частота, определяемая емкостями, довольно низка.

Идя по второму пути, т. е. принимая во внимание преимущественно частотную характеристику коэффициента усиления по току, при $R_н \ll r_к$ имеем для предельной частоты:

$$\omega_г = (r_1/r)\,\omega_\alpha = r_1/r\tau_к;$$

$$\tau_к = 1/\omega_г \quad \text{и} \quad r_1/r = 1 - \frac{\alpha_0 (R_г + r_б)}{R_г + r_э + r_б}.$$

Так как $r_1 < r$, то ω_α лежит всегда ниже $\omega_г$.

Прежде чем определять предельную частоту усилителя на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, проведем сравнение τ_C и $\tau_к$. Если $\tau_к > \tau_C$, применяется второй метод, в противном случае к цели ведет первый путь. В случае, когда обе постоянные времени — величины одного порядка, можно пользоваться упрощенной формулой

$$\omega_0 = \frac{\omega_\alpha \omega_C}{\omega_\alpha + \omega_C} = \frac{r_1}{r(\tau_к + \tau_C)} = \frac{r_1 \omega_г}{r(1 + \omega_г C_{б'.к} R_н)}.$$

Транзистор с приведенными выше параметрами имеет $f_г = 500$ *кгц*, тогда $\tau_к = 3{,}2 \cdot 10^{-7}$ *сек*, т. е. обе постоянные времени — величины одного порядка. Предельная частота усиления каскада примерно равна 12 *кгц*. Уменьшение сопротивления нагрузки $R_н$ повышает предельную частоту ω_C.

В качестве примера рассчитаем оптимальное нагрузочное сопротивление, а также усиление по мощности и напряжению каскада с общим эмиттером. Предварительно задана предельная частота усиления каскада $f_0 = 50$ *кгц*, а также параметры транзистора: $r_э = 30$ *ом*, $r_б = 500$ *ом*, $r_к = 800$ *ком*, $C_{б.'к} = 30$ *пф*, $f_г = 1{,}2$ *Мгц* и $\alpha_0 = 0{,}97$. При этих значениях нагрузочное сопротивление равно:

$$R_н = \frac{(r_1/r) f_г - f_0}{2\pi f_0 f_г C_{б'.к}},$$

и в нашем случае $R_н = 1,8$ *ком*. Усиление по току в схеме с общим эмиттером пересчитывается по формуле $\beta = \alpha_0/(1 - \alpha_0)$. В нашем примере $\beta = 33$. Усиление по напряжению

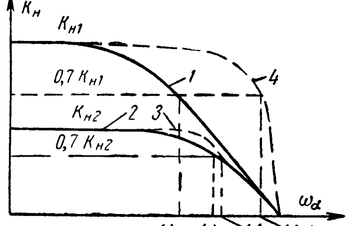


Рис. 4-31. Усиление по напряжению каскада с общим эмиттером как функция частоты.

$$K_н = \alpha_0 R_н / r_1,$$

что для данного случая дает $K_н = 26$. Усиление по мощности есть произведение $\beta K_н = 860$.

Для достижения предельных верхних частот в усилитель должна быть введена частотно-зависимая отрицательная обратная связь.

Рассмотрим усиление по напряжению как функцию частоты (рис. 4-31). Кривая *1* относится к усилителю, схема которого дана на рис. 4-30. При введении отрицательной обратной связи усиление схемы снижается до значения $K_{н2}$, зато предельная частота повышается. Если параллельно резистору в цепи эмиттера включить конденсатор небольшой емкости, то получается частотно-зависимая отрицательная обратная связь. Этому случаю соответствует кривая *3*. На практике емкость конденсатора подбирается экспериментально.

Кривая *4* отражает влияние компенсирующей индуктивности, включенной последовательно с сопротивлением нагрузки. Благодаря такому включению сопротивление $R_н$ на повышенных частотах возрастает, чем компенсируется падение усиления на этих частотах. Однако надо сказать, что введение компенсирующей индуктивности производится только в самом крайнем случае, так как этим повышается склонность усилителя к возбуждению (из-за появления добавочных связей); кроме того, переходная характеристика усилителя часто недопустимо искажается.

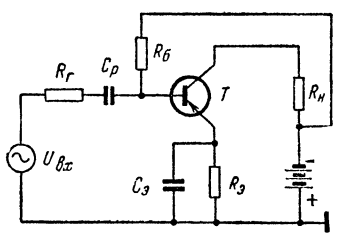


Рис. 4-32. Схема усилительного каскада с общим эмиттером с отрицательной обратной связью.

Схема усилителя, в котором применена частотно-зависимая отрицательная обратная связь, приведена на рис. 4-32.

Если $\tau_к > \tau_C$ и $R_э > r$, то емкость конденсатора $C_э$ можно определить по формуле

$$C_э \approx \tau_к / R_э = \frac{1}{\omega_г R_э},$$

и тогда для новой предельной частоты имеем:

$$\omega_э = \frac{R_э + r_1}{r_1} \omega_г.$$

По сравнению с некомпенсированным усилителем предельная частота увеличивается на коэффициент $(R_э + r_1)/r_1$, тогда как уси-

ление $K_н$ или $K_м$ на этот же коэффициент снижается. Это справедливо в случае выполнения неравенства

$$(R_э + r_э) < r_к (1 - \alpha_0).$$

Если $\tau_к < \tau_C$ и $R_э > r$, то $C_э = \tau_C / f_э$. В этом случае лучше применить компенсацию индуктивностью, благодаря которой лучше уравниваются паразитные емкости.

Если постоянные времени обеих цепей являются величинами одного порядка, то для расчета элементов обратной связи пользуются формулами

$$f_0 \approx \frac{(R_э + r_1) f_г}{r_1 (1 + R_н C_{б'.к} \omega_г)};$$

$$C_э \approx \frac{\tau_к + \tau_C}{R_э}.$$

В качестве примера расчета возьмем значения параметров современного высокочастотного транзистора; $\beta = 50$,

$r_б = 100$ *ом*, $r_э = 20$ *ом*, $r_к = 500$ *ком*,
$f_г = 7$ *Мгц* и $C_{б.'к} = 10$ *пф*.

Сопротивление $R_н$ выбрано равным 1 *ком*.

Сначала рассчитывают величину $\tau_к = \frac{1}{6{,}28 \cdot 7 \cdot 10^6} = 2{,}5 \cdot 10^{-8}$ *сек*, далее определяют $\tau_C = 1 \cdot 10^{-8}$ *сек*. Обе постоянные времени — величины одного порядка, следовательно, можно пользоваться последними формулами. Если в цепи эмиттера для получения отрицательной обратной связи включен резистор сопротивлением 100 *ом*, то усиление каскада упадет до значения 5—10; соответственно $C_э = 350$ *пф*, верхняя предельная частота равна 1,4 *Мгц*.

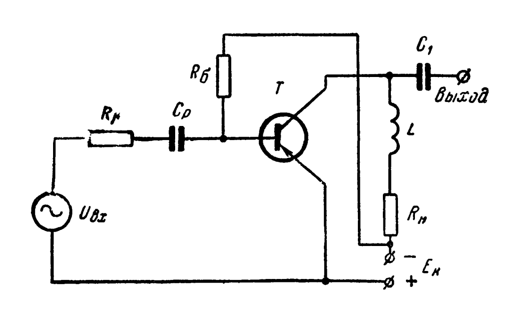


Рис. 4-33. Компенсация индуктивностью каскада с общим эмиттером

Схема широкополосного усилительного каскада, в котором для компенсации применена индуктивность, включенная последовательно с $P_н$, приведена на рис. 4-33. Если $\tau_к < \tau_C$, величина компенсирующей индуктивности рассчитывается по формуле, известной из ламповой техники: $L = 0{,}41\ R_н^2 C$, где $C = (r/r_1)\ C_{б.'к} + C_п$. Предельная частота в этом случае увеличивается в 1,7 раза по сравнению с некомпенсированным усилителем.

Если $\tau_к$ больше чем τ_C, то величина компенсирующей индуктивности определяется из формулы

$$L' = \frac{R_н r}{\omega_г r_1}$$

и предельная частота повышается:

$$\omega_L = \frac{r_1}{r}\omega_\text{г}\frac{r_\text{к}}{R_\text{н}}.$$

У низкочастотных транзисторов полосу пропускания можно увеличить в 4—6 раз, у высокочастотных транзисторов — в 6—9 раз. Наилучшие результаты получаются от применения обоих методов компенсации, т. е. введением отрицательной обратной связи одновременно с компенсацией индуктивностью.

На рис. 4-34 приведена схема двухкаскадного усилителя, имеющего коэффициент усиления по напряжению, равный 200. Его ниж-

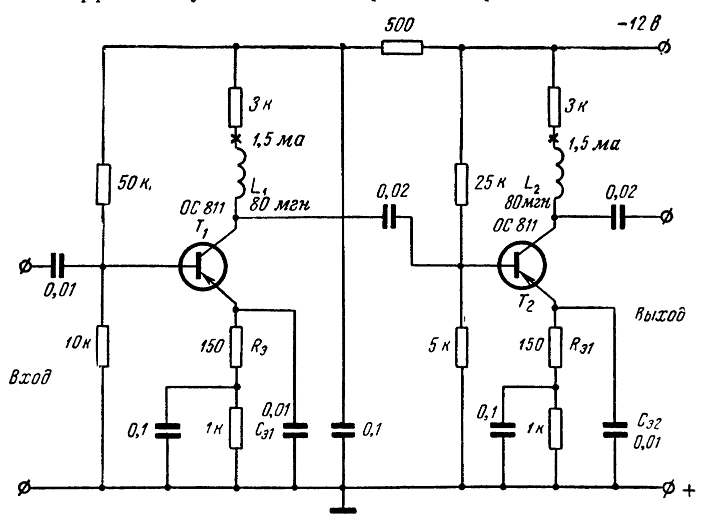


Рис 4-34. Двухкаскадный усилитель с полосой пропускания 100 *кгц*.

няя усиливаемая частота определяется преимущественно емкостями переходных конденсаторов. В данном случае $f_\text{н}$ равна примерно 10 *кгц*. Верхняя предельная частота определяется величинами L, $C_\text{э}$ и $R_\text{э}$. Она равна 100 *кгц*.

Катушки индуктивности необходимо наматывать на сердечниках с малыми полями рассеивания (горшкообразные сердечники). Изменением сопротивления резисторов $R_\text{э}$ и $R_{\text{э}2}$ одновременно с полосой пропускания изменяется усиление каскада, конденсаторами $C_{\text{э}1}$ и $C_{\text{э}2}$ выравнивается провал усиления на верхних частотах, возможно имевший место ранее. При постройке усилителя непременно следует по точкам снять частотную характеристику при помощи подходящего генератора сигналов. После каждого изменения в схеме необходимо частотную характеристику снять заново.

Применяя диффузионные или поверхностно-барьерные транзисторы, полосу пропускания усилителей можно увеличить до 10 *Мгц*. Усилитель, схема которого приведена на рис. 4-35, имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 100 при полосе пропускания 4 *Мгц*. Транзистор T_2 в цепи базы имеет широкополосный π-фильтр, что

обыкновенно делается и в ламповых видеоусилителях. Весь усилитель имеет довольно небольшие размеры. Потребление тока при напряжении питания 9 *в* составляет 3 *ма*.

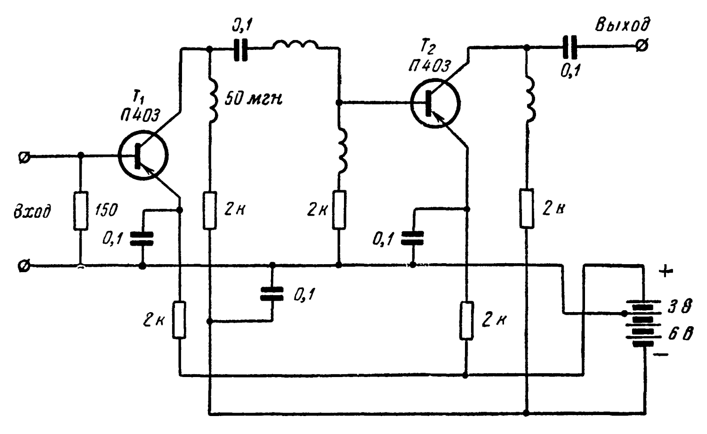


Рис. 4-35. Двухкаскадный усилитель с полосой пропускания 4 *Мгц*.

В заключение приведем схему тандемного широкополосного видеоусилителя (рис. 4-36). Он малочувствителен к изменению тем-

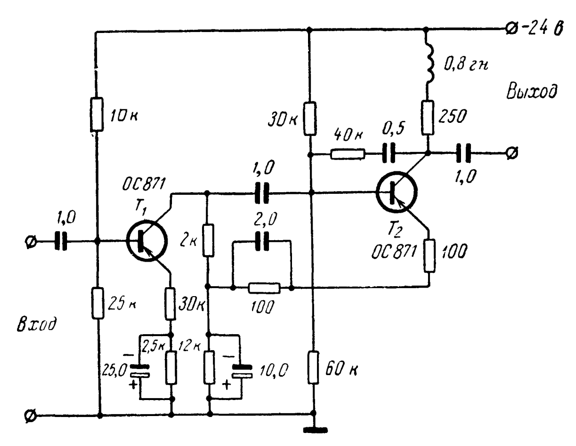


Рис. 4-36. Широкополосный усилитель по тандемной схеме.

пературы в пределах 10—50° С, а также имеет высокую стабильность по постоянному току.

Транзистор T_1 в цепи эмиттера имеет незашунтированный резистор сопротивлением 30 *ом*, что вызывает отрицательную обратную связь, повышает входное сопротивление и увеличивает предельную

частоту усиления каскада. Нагрузочное сопротивление первого каскада равно 2 *ком*.

Во втором каскаде применена отрицательная обратная связь по току и напряжению. Цепочка 40 *ком*, 0,5 *мкф*, включенная между базой и коллектором транзистора T_2, вызывает отрицательную обратную связь по напряжению; резистор сопротивлением 100 *ом* в цепи эмиттера, не зашунтированный конденсатором, осуществляет отрицательную обратную связь по току. Второй каскад нагружен на резистор сопротивлением 250 *ом* и последовательно включенную с ним катушку индуктивностью 0,8 *гн*, которая наматывается на ферритовом горшкообразном сердечнике. Напряжение на базе транзистора T_2 равно приблизительно 15 *в*; напряжение на коллекторе транзисторов T_1 равняется 9 *в* при токе коллектора, равном 2 *ма*; ток оконечной ступени равен 3 *ма*. На резисторе в цепи эмиттера транзистора T_1 падает около 4 *в*; напряжение на базе первого транзистора 5 *в*.

Коэффициент усиления схемы по напряжению равен 100. Нижняя усиливаемая частота 4 *кгц*, верхняя — 200 *кгц*. Эмиттерный ток транзистора T_2 стабилизируется обратной связью по постоянному току.

Подобные широкополосные усилители на транзисторах применяют в качестве предварительных каскадов усиления осциллографов, в аппаратах высокочастотной телефонии, измерительных приборах и импульсной технике.

При трех и более последовательно включенных широкополосных усилительных каскадах настройка усилителя становится довольно трудной, так как невозможно предсказать ход общей частотной характеристики. Здесь неоценимую помощь окажет вобблер (генератор качающейся частоты) видеочастот.

4-2. ТРАНЗИСТОР КАК МОЩНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Во всех описанных выше схемах мы интересовались прежде всего усилением по напряжению. Сопротивление нагрузки последнего каскада усиления выбиралось большим, ток коллектора транзистора равнялся 0,1—5 *ма*. Если же на выходе усилителя включается громкоговоритель, реле, мотор и др., то для их работы необходима довольно большая мощность (0,005—10 *вт*). Такие усилители необходимо рассчитывать иным способом, чем каскады предварительного усиления.

Транзисторные выходные каскады, как и ламповые, могут выполняться однотактными и двухтактными, а транзисторы в них могут работать в режимах А, АВ и В. В усилителях режима А рабочая точка лежит на середине прямолинейного участка характеристики, режима АВ — в нижней трети характеристики и режима В — на нижнем сгибе характеристики. Так как в однотактном усилителе режима В усиливается только одна полуволна входного напряжения, неизбежны искажения, поэтому усилители этого режима для усиления низкочастотного сигнала применяются только в двухтактной схеме. У усилителей режима А ток покоя не зависит от усиливаемого сигнала, а у усилителей режима В — зависит. В последующих главах мы рассмотрим поближе особенности усилителей режимов А и В.

При расчете схемы оконечного каскада в большинстве случаев используется семейство характеристик. На рис. 4-37 приведены семейства выходных и входных характеристик в схеме с общим эмиттером транзистора П3А. Пусть нам необходимо определить усиление

по току, напряжению и мощности, входное сопротивление, выходную мощность каскада с общим эмиттером при нагрузочном сопротивлении 1 *ком* и напряжении коллектора 20 *в*.

Усиление по току определяется как

$$\beta = \Delta I_к / \Delta I_б,$$

усиление по напряжению —

$$K_н = \Delta U_к / \Delta U_б.$$

Усиление по мощности теперь просто $K_м = \beta K_н$. Нанесем на семействе выходных характеристик (рис. 4-37, *а*) прямую сопротивления на-

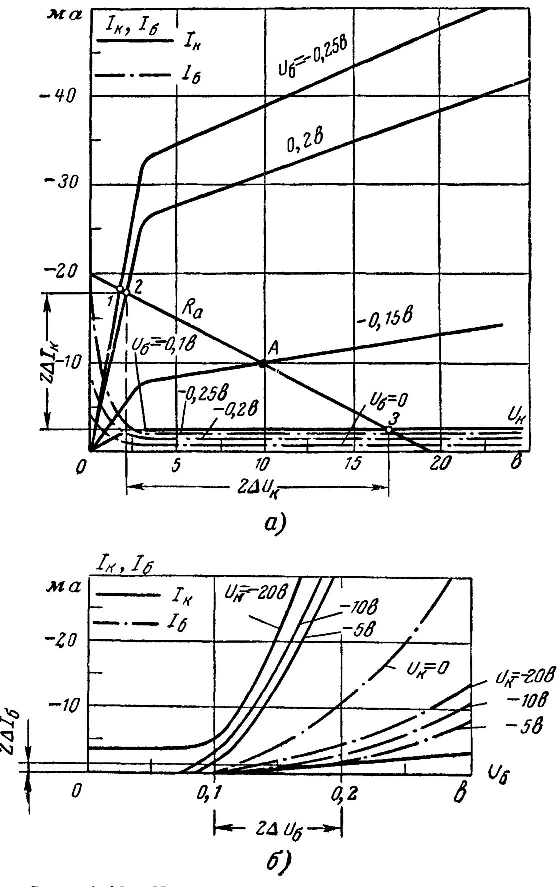


Рис. 4-37. Характеристики транзистора П3А.

грузки. Так как $R_н = 1$ *ком* и $U_к = 20$ *в*, эта прямая проходит от точки $I_к = 0$, $U_к = 20$ *в* до точки $U_к = 0$; $I_к = U_к / R_н = 20$ *ма*.

Рабочая точка выбирается по возможности на середине построенного отрезка. В нашем примере выбрана точка A на середине отрезка, имеющая координаты $U_{\text{к}_A} = 10$ *в* и $I_{\text{к}_A} = 10$ *ма*. Через эту точку проходит кривая значений $I_{\text{к}} = f\,(U_{\text{к}})$ с параметром $U_{\text{б}} = -0{,}15$ *в*. Таким образом, на базу необходимо подать отрицательное напряжение смещения 150 *мв*, тогда будет протекать желаемый ток коллектора.

Точки пересечения прямой нагрузки и кривых $I_{\text{к}} = f\,U_{\text{к}}$ переносим на семейство входных характеристик $I_{\text{б}} = f\,(U_{\text{б}})$ (рис. 4-37, *б*). В семействе входных характеристик получаем линию, крутизна которой определяет входное сопротивление. Изменение напряжения базы на величину $2\Delta U_{\text{б}} = 0{,}1$ *в* соответствует расстоянию между точками *2* и *3* на прямой нагрузки и изменению тока базы на $2\,\Delta I_{\text{б}} = 2$ *ма*. В выбранном режиме входное сопротивление транзистора равно:

$$R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{б}}/\Delta I_{\text{б}} = 0{,}05/0{,}001 = 50 \text{ ом}.$$

Теперь определяем усиление по току. Выше мы предположили, что проекция отрезка *2—3* на абсциссу семейства входных характеристик соответствовала значению $2\,\Delta I_{\text{б}} = 2$ *ма*. Проекция отрезка *2—3* на ординату выходных характеристик соответствует изменению коллекторного тока $2\,\Delta I_{\text{к}} = 15$ *ма*. Отсюда

$$\beta = \Delta I_{\text{к}}/\Delta I_{\text{б}} = 7{,}5/1 = 7{,}5.$$

Усиление по напряжению получается сравнением соответствующих отрезков абсцисс семейств выходных и входных характеристик. Напряжение базы изменяется на $2\,\Delta U_{\text{б}} = 0{,}1$ *в* и вызывает соответствующее изменение коллекторного напряжения $2\,\Delta U_{\text{к}} = 15$ *в*. Тем самым

$$K_{\text{н}} = \Delta U_{\text{к}}/\Delta U_{\text{б}} = 7{,}5/0{,}05 = 150.$$

Наконец, можем определить усиление по мощности:

$$K_{\text{м}} = \beta K_{\text{н}} = 7{,}5 \cdot 150 = 1\,125 \approx 30 \text{ дб}.$$

Выходная мощность на сопротивлении нагрузки определяется по формуле

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2}\,\Delta U_{\text{к}}\Delta I_{\text{к}},$$

$$P_{\text{вых}} = 7{,}5 \cdot 0{,}0075 \cdot 0{,}5 = 28 \text{ мвт}.$$

Мощность по постоянному току

$$P_A = U_{\text{к}A} I_{\text{к}A} = 10 \cdot 0{,}01 = 0{,}1 \text{ вт}.$$

Можно определить коэффициент полезного действия каскада:

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_A = 28/100 = 0{,}28 = 28\%.$$

Оконечные каскады в режиме А

На рис. 4-38 изображена схема выходного каскада, работающего в режиме А. Напряжение сигнала, усиленное до необходимой величины предварительным усилителем, действует между базой и эмиттером транзистора *Т*. В коллекторную цепь транзистора включен трансформатор, согласующий сопротивление громкоговорителя с выходным сопротивлением транзистора. В большинстве случаев приме-

няется низкоомный динамический громкоговоритель с постоянным магнитом, тогда передаточное соотношение выходного трансформатора равно 5 : 1—10 : 1. Регулировка режима работы каскада осуществляется изменением напряжения смещения, которое на базу транзистора подается с помощью резистора R_1.

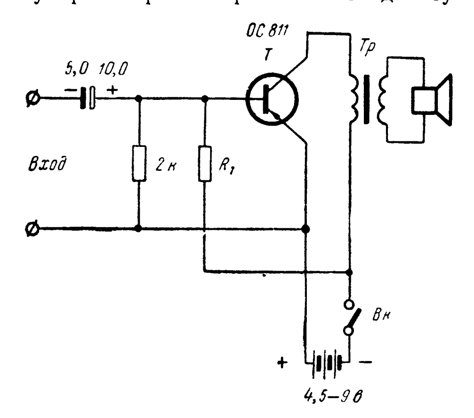


Рис. 4-38. Схема оконечного усилителя в режиме А.

Плоскостной транзистор в схеме с общим эмиттером обладает семейством характеристик, очень похожим на встречающиеся у ламповых пентодов. Рисунок 4-39 дает семейство характеристик транзисторам типа OC811. Штрихпунктирная гипербола мощности рассеяния делит семейство характеристик на две части. Рабочая точка не должна попадать в область, лежащую выше гиперболы, так как транзистор может выйти из строя вследствие термической перегрузки. Приведенная здесь максимальная мощность рассеивания коллектором (25 *мвт*) никогда не должна превышаться. Если рабочее напряжение выбрано величиной $U_{кA}$, то максимально допустимый ток коллектора определяется из формул

$$I_{кA} = P_{к.\ макс}/U_{кA}.$$

В данном примере при напряжении 4,5 *в* ток $I_{кA} = 25/4{,}5 = 5{,}6$ *ма*.

Определенная таким образом рабочая точка лежит на гиперболе мощности рассеивания. Через нее проходит прямая нагрузки, крутизну которой надо выбрать так, чтобы было

$$R_н = U_{кA}/I_{кA}.$$

Таким образом, в нашем примере сопротивление нагрузки равно 800 *ом*. Тем самым достигнутая выходная мощность равна:

$$P_{вых} = \frac{2\Delta U_к 2\Delta I_к}{8} = \frac{6{,}8 \cdot 0{,}0082}{8} = 7\ мвт$$

и коэффициент полезного действия $\eta = 7/25 = 28\%$.

Для определения оптимального сопротивления нагрузки каскада в режиме А можно использовать номограмму, приведенную на рис. 4-40. Из точки, соответствующей выбранному напряжению коллектора, восставляем перпендикуляр до пересечения с гиперболой мощности рассеивания (точка A), тогда ордината точки A даст нам максимальный коллекторный ток. Для определения сопротивления нагрузки из начала координат проводим прямую через точку A до пересечения с кривой сопротивлений нагрузки, что определяет нам оптимальную величину этого сопротивления. В качестве примера

пользования номограммой определено сопротивление нагрузки для напряжения 4,5 *в* (сравните с проделанным выше расчетом) и 9 *в* (точка *B*). В последнем случае требуемое оптимальное сопротивление имеет существенно большую величину (3 300 *ом*).

При данном сопротивлении звуковой катушки громкоговорителя (4 *ом*) требуемое передаточное отношение выходного трансформатора

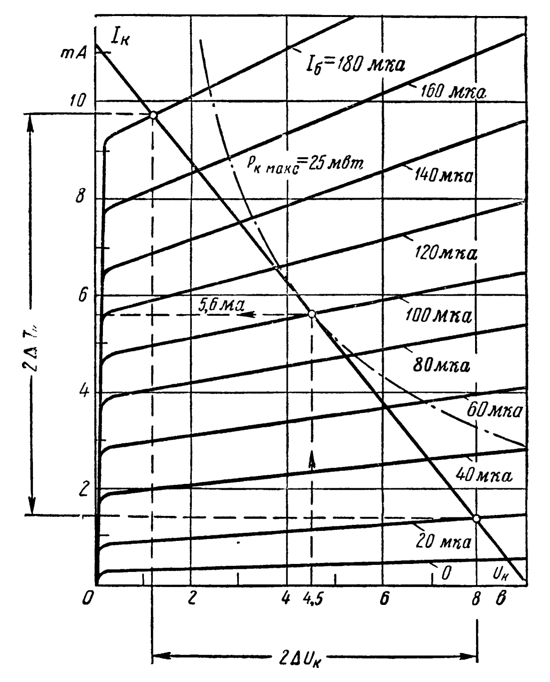


Рис. 4-39. Семейство характеристик оконечного каскада с общим эмиттером в режиме А.

рассчитывается по формуле $k^2 = R_I/R_{II}$. В нашем случае при $R_I = 800$ *ом* и $R_{II} = 4$ *ом* $k = 14$. Активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора должно быть наименьшим, иначе на нем падает часть коллекторного напряжения и коэффициент полезного действия каскада соответственно уменьшается. Точный расчет выходных трансформаторов можно найти в соответствующей литературе.

В оконечных каскадах более высокой мощности тепло, выделяющееся за счет мощности рассеивания, необходимо отводить через корпус. На рис. 4-41 дан график допустимой мощности рассеивания на коллекторе как функции окружающей температуры для двух случаев: при бесконечно большой поверхности охлаждения и без принудительного охлаждения. Ясно видно, что при наличии поверхности

охлаждения транзистор может работать при бо́льших мощностях. У транзисторов с $P_{к.\,макс} > 150$ *мвт* применение радиаторов реко-

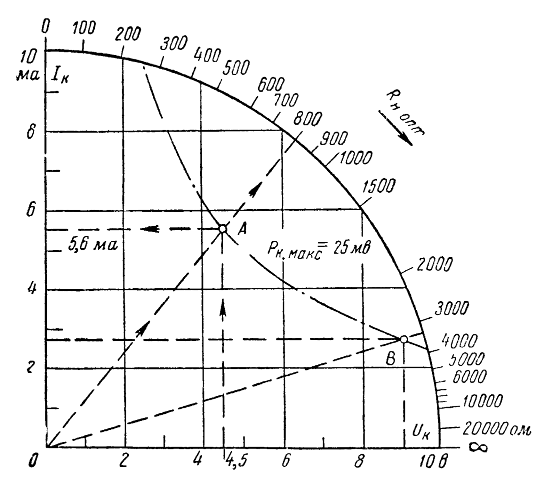


Рис. 4-40. Номограмма для определения оптимального сопротивления нагрузки.

мендуется в случае, если предполагается их работа в приборах, на которые падает прямой солнечный свет (в этом случае температура окружающей среды может достигать + 50° С).

Внутреннее тепловое сопротивление мощных транзисторов $R_н$ выражается в °С/*мвт* и рассчитывается по формуле

$$R_т = \frac{t_{п.\,доп} - t_{окр}}{P},$$

где $t_{п.доп}$ — допустимая температура запорного слоя; $t_{окр}$ — температура окружающей среды и P — реализуемая мощность. Для транзистора OC811 $R_t = 1{,}2°$ С/*мвт*; $t_{п.\,доп} = \pm\, 65°$ С, а $t_{окр}$ должна быть, например, 50° С. При этой температуре максимальная мощность рассеивания на коллекторе равна:

$$P_{к.\,макс} = (t_{п.\,доп} - t_{окр})/R_т = 12{,}5 \text{ мвт}.$$

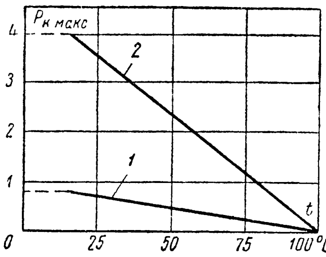


Рис. 4-41. Зависимость мощности рассеивания на коллекторе от окружающей температуры.

1 — без принудительного охлаждения, *2* — с бесконечно большой поверхностью охлаждения

Если при этой температуре применяется транзистор OC833 (подобен транзистору П3А) с $R_t = 20°$ С/*вт* и $t_{п.\,доп} = 75°$ С, то считается, что транзистор способен работать при мощности 1,2 *вт* и темпера-

туре $t_{окр} = 50°$. Однако эти цифры относятся к идеальному теплопроводнику, т. е. к радиатору с бесконечно большой поверхностью охлаждения. При работе без принудительного охлаждения к этому транзистору можно подводить только 0,15 *вт*. Отсюда видно, какое большое значение для мощного транзистора играет поверхность охлаждения.

К тепловому сопротивлению транзистора присоединяется тепловое обменное сопротивление шасси или радиатора. Для него действительна формула

$$R_s = \frac{1}{aS} \ [°C/мвт],$$

где S — поверхность охлаждения, *см²*, a — обменная постоянная, которая имеет величину 1—2 *мвт/см²* · °С. Если все другие параметры даны, то площадь радиатора можно рассчитать по формуле

$$S = \frac{1}{[a\,(t_{п.\,доп} - t_{окр})/P] - aR_т}.$$

Пример: транзистор OC821 имеет $R_т = 0{,}2$ °С/*мвт*; $P = 100$ *мвт*; $t_{п.\,доп} = 75°$ С и должен работать при температуре $t_{окр} = 50°$ С. В этом случае минимальная поверхность охлаждения равна 10 *см²* (считая $a = 2$ *мвт/см²* · °С).

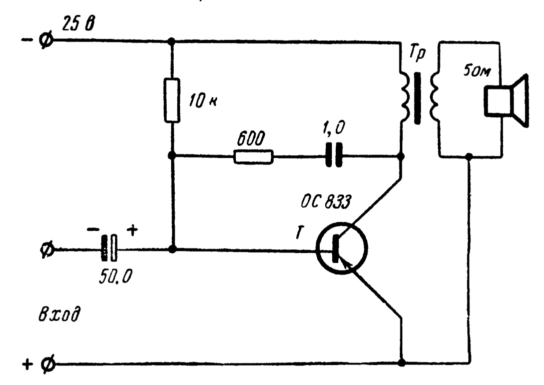


Рис. 4-42. Схема оконечного каскада в режиме А с отрицательной обратной связью.

На рис. 4-42 приведена схема выходного каскада на мощность 1 *вт*. В ней применен транзистор П3А или эквивалентный ему транзистор OC833, выпускаемый в ГДР. Напряжение питания равно 25 *в*. Коллекторный ток, равный 125 *ма*, устанавливается подбором сопротивления резистора 10 *ком*. Сопротивление звуковой катушки равно 5 *ом*, передаточное соотношение выходного трансформатора 7 : 1.

Применение отрицательной обратной связи снижает нелинейные искажения. Коэффициент нелинейных искажений при полной мощности не превышает 4,5%. Входное сопротивление составляет 60 *ом*. Входное напряжение, необходимое для получения максимальной выходной мощности, равно 2 *в*. Входная мощность равна 6,7 *мвт*, следовательно, усиление по мощности составляет 150.

Выходной трансформатор наматывается на сердечнике Е/1-48 с воздушным зазором 0,2 *мм*. Первичная обмотка имеет 700 витков провода ПЭВ0,25, вторичная — 100 витков провода ПЭВ0,35.

Рисунок 4-43 дает нам частотную характеристику этого усилителя, из которой мы видим, что на частотах 250—4 000 *гц* она почти прямолинейна. По оси ординат отложена относительная амплитуда выходного напряжения $U_{вых}/U_{вых.н}$, где $U_{вых.н}$ — выходное напряжение на частоте 3,2 *кгц*.

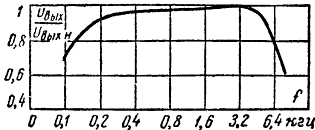
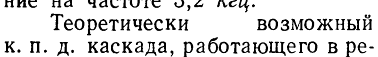


Рис. 4-43 Частотная характеристика оконечного усилителя, схема которого приведена на рис. 4-42.



Теоретически возможный к. п. д. каскада, работающего в режиме А, равен 50%. На практике без особого труда можно получить к. п. д., равный 30%. Теоретический к. п. д. обозначает, что транзистор, применяемый в усилителе в режиме А, должен иметь мощность рассеивания на коллекторе, вдвое большую требуемой выходной мощности.

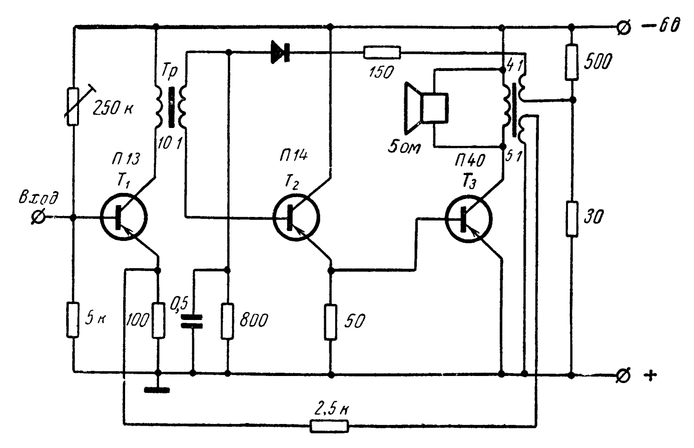


Рис. 4-44. Оконечный усилитель в режиме А по тандемной схеме (со скользящей рабочей точкой).

Однако имеется схема, в которой рабочая точка выбрана скользящей. На рис. 4-44 эта схема приведена. Транзистор T_1 работает в качестве предварительного усилителя. В нем применена отрицательная обратная связь, осуществляемая подачей напряжения со вторичной обмотки выходного трансформатора в цепь эмиттера через делитель напряжения 25 : 1. Оконечный каскад собран по тандемной схеме, в которой транзистор T_2 работает как управляющий, а транзистор T_3 — как мощный. В коллекторную цепь транзистора T_3 включена первичная обмотка трансформатора, параллельно которой включен динамический громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки. Режим транзистора T_2 при помощи переменного резистора сопротив-

лением 500 *ом* выбирается таким, чтобы ток покоя последнего каскада был равен 200—300 *ма*.

Если теперь на усилитель подать переменное напряжение, оно усиливается, и часть его со вторичной обмотки выходного трансформатора, выпрямленная германиевым плоскостным диодом, образует добавочное напряжение базы транзистора T_2, которое тем больше, чем больше входное напряжение. Это добавочное напряжение базы переводит транзистор T_2, а следовательно, и транзистор T_3 в другой режим, поэтому при больших входных напряжениях искажения гораздо меньше.

На рис. 4-45 изображена схема усилителя, имеющего выходную мощность 20 *мвт*. Этот усилитель хорошо подойдет для переносного приемника, так как на его изготовление требуется минимум деталей.

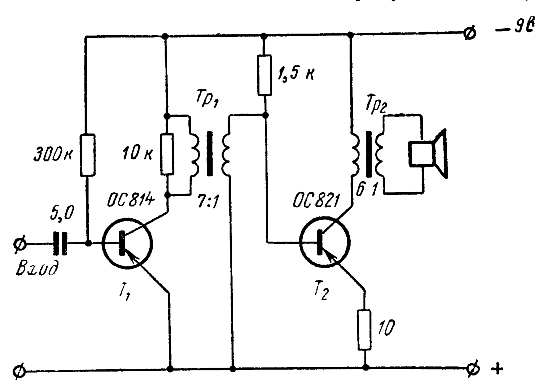


Рис. 4-45. Простой оконечный усилитель в режиме А с отрицательной обратной связью.

Транзистор T_1 работает как предварительный усилитель. Согласование с выходным каскадом производится при помощи трансформатора $Тр_1$. Во избежание искажений согласование предварительного усилителя и оконечного каскада происходит так, что последний управляется током.

Транзистор T_2 работает в схеме выходного каскада с отрицательной обратной связью. Его коллекторный ток покоя равен 10 *ма*. При сопротивлении звуковой катушки громкоговорителя 5 *ом* выходной трансформатор $Тр_2$ должен иметь передаточное соотношение 6 : 1. Особенностью схемы является применение низкоомного делителя базового напряжения транзистора выходного каскада, что сделано с целью получения температурной стабилизации. Сопротивление вторичной обмотки переходного трансформатора служит частью делителя напряжения. При правильном включении выводов вторичной обмотки протекающий по ней постоянный ток компенсирует подмагничивание сердечника, вызываемое прохождением коллекторного тока транзистора T_1. Резистор сопротивлением 10 *ком*, включенный параллельно первичной обмотке переходного трансформатора $Тр_1$, уменьшает коэффициент нелинейных искажений, который при половинной выходной мощности равен 3%.

При напряжении источника питания 9 *в* усилитель потребляет ток 12 *ма*. Входное сопротивление усилителя равно 2 *ком*. Для получения полной выходной мощности требуется входное напряжение 4 *мв*. Диапазон усиливаемых частот 150—15 000 *гц*.

Переходный трансформатор Tp_1 наматывается на сердечнике М30 из динамного железа IV и имеет передаточное соотношение 7 : 1. Первичная обмотка его наматывается проводом ПЭВ0,06 и имеет 3 500 витков, вторичная — 500 витков провода ПЭВ0,1. Активное сопротивление вторичной обмотки должно равняться 65 *ом*. Правильное подключение выводов обмоток показано на схеме (рис. 4-45), неправильное подключение ведет к плохому качеству звучания.

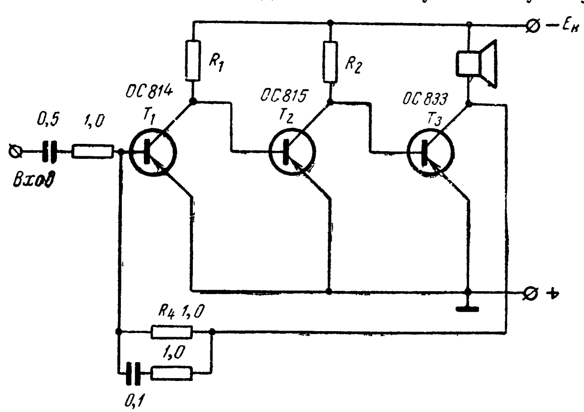


Рис. 4-46. Низкочастотный усилитель с непосредственной связью.

Особенную форму низкочастотного усилителя представляет усилитель в режиме А с непосредственной связью. Он очень прост в постройке и требует минимального количества деталей. Схема усилителя приведена на рис. 4-46. Такой усилитель имеет очень высокое входное сопротивление и хорошую линейность частотной характеристики. Он может усиливать очень низкие частоты.

При расчете усилителя за исходное значение принимается величина коллекторного тока выходного транзистора (например, при $U_к = 6$ *в* $I_к = 100$ *ма*). При $R_н = 5$ *ом* выходная мощность равняется 0,3 *вт*. Ток базы оконечного транзистора равен $I_к/\beta$, в данном случае 5 *ма*. Ток через резистор R_2 должен составлять двойную величину тока базы, т. е. $2I_к/\beta$. Тогда $R_2 = E_к\,\beta/2I_к = 600$ *ом*.

Если усиление предпоследнего каскада обозначить β', то коллекторное сопротивление первого транзистора в β' раз больше сопротивления коллектора второго транзистора. У транзистора ОС815 β' в среднем равно 30, тогда $R_1 = 18$ *ком*.

Режим первого транзистора устанавливается резистором R_4. Так как этот резистор подключается к коллектору выходного транзистора, то одновременно осуществляется отрицательная обратная связь. Введением цепочки из параллельного включения конденсатора и резистора обратная связь делается частотно-зависимой.

Налаживание усилителя происходит следующим образом. Заземляют базу транзисторов T_2 и резистором R_2, сопротивление которого рассчитано, устанавливают желаемый пиковый ток транзистора T_3 (например, 0,3 *а*). Затем заземляют базу первого транзистора и резистором R_1, сопротивление которого также известно, добиваются минимального тока выходного транзистора. Наконец, резистором R_4 ток базы транзистора T_1 устанавливается таким, чтобы через выходной транзистор протекал желаемый ток покоя. Общее усиление равно 30 000—40 000.

В первом каскаде устанавливают минимальный коллекторный ток. При высокой температуре окружающей среды возникает опасность того, что рабочая точка оконечного транзистора выйдет за гиперболу мощности рассеивания. Эта опасность тем вероятнее, чем больше ток первого транзистора. Поэтому рекомендуется ток покоя оконечного транзистора установить равным одной десятой пикового тока. Едва ли найдется схема трехкаскадного усилителя, который имел бы меньшее число деталей.

Двухтактные усилители в режиме В

Как уже выше подчеркивалось, в усилителях режима А ток покоя протекает все время. Двухтактный усилитель в режиме В, схема которого приведена на рис. 4-47, свободен от этого недостатка. Потребляемая от батареи энергия в каждый момент времени приблизительно пропорциональна воздействующему низкочастотному сигналу. В то время как усилители в режиме А при малой громкости не вносят экономии потребляемой энергии, двухтактный усилитель в режиме В в подобном случае потребляет лишь $^1/_{10}$ часть тока, протекающего при полной громкости. Теоретически к. п. д. такого усилителя составляет 78% (на 28% больше усилителя в режиме А).

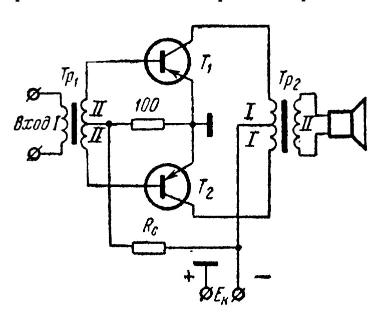


Рис. 4-47. Двухтактный оконечный усилитель в режиме В.

Около одной четвертой потребляемой мощности рассеивается на коллекторах обоих транзисторов. Если считать мощность рассеивания на коллекторе каждого транзистора равной 100 *мвт*, то в лучшем случае от двухтактного усилителя можно получить выходную мощность 0,4 *вт*, что больше, чем выходная мощность, достигаемая в ламповых переносных приемниках. Можно сказать, что с двумя транзисторами, включенными по двухтактной схеме, теоретически можно получить выходную мощность в 12 раз большую, чем с таким же транзистором, работающим в режиме А.

Однако коэффициент полезного действия двухтактного усилителя снижается при малых подводимых низкочастотных напряжениях, поэтому максимум рассеиваемой мощности наступает не при полной громкости. Фактическая достигаемая выходная мощность

на 20% меньше максимально возможной. Дальнейшая потеря мощности возникает из-за остаточного сопротивления участка коллектор—эмиттер. Это сопротивление снижает мощность еще на 5%.

Режим выходных транзисторов изменением напряжения между базой и эмиттером устанавливается таким, чтобы протекал коллекторный ток покоя 1—5 *ма*. Этот ток покоя теоретически не является необходимым, но он употребляется для того, чтобы уменьшить переходные искажения (т. е. кратковременные изменения тока, появляющиеся при переходе входного сигнала с семейства характеристик одного транзистора на семейство другого).

Естественно, что в двухтактном оконечном каскаде можно применить любую из трех схем включения транзистора, однако на практике в большинстве случаев применяется включение транзистора по схеме с общим эмиттером и реже — по схеме с общей базой. Необходимо отметить, что если транзистор в схеме с общей базой имеет граничную частоту $f_\alpha = 300$ *кгц*, то в схеме с общим эмиттером она будет равняться $(1 - \alpha) f_\alpha \approx 15$ *кгц*. Поэтому на конце частной характеристики наступают сильные искажения.

Другим источником искажений работы двухтактного усилителя является несоответствие остаточных токов коллектора и усиления по току употребляемых транзисторов. Чтобы избежать появления искажений по этой причине, приходится отыскивать транзисторы с одинаковыми $I_{\text{кoэ}}$, β и $U_{\text{б.э}}$. Источником искажений может являться и батарея питания. К концу срока работы ее внутреннее сопротивление сильно возрастает, что вызывает сильные искажения и свист усилителя.

Так как ток, потребляемый двухтактным усилителем от источника питания, зависит от входного напряжения, то все предварительные каскады усиления необходимо питать через *RC*- или *LC*-фильтры. В качестве источника питания оконечного каскада лучше всего применять аккумуляторы.

Прежде чем описывать порядок расчета оконечного каскада, сделаем несколько замечаний о радиаторах. В случае транзистора OC821 коллектор изолирован от корпуса, у транзисторов OC831—OC833 коллектор связан с корпусом. В последнем случае транзисторы, работающие в двухтактной схеме, должны иметь отдельные радиаторы или укрепляться на одном общем радиаторе, разделенные тонкой слюдяной прокладкой. Радиатор должен иметь по возможности квадратную форму. Допустимой является форма прямоугольника с отношением сторон 1 : 2. При горизонтальном расположении радиатора его поверхность должна быть увеличена на 30%, так как отвод тепла в этом случае из-за конвекции уменьшается. Зачернение радиатора, например путем электролитического окисления или лакирования поверхности, увеличивает тепловое излучение на 20—30%. Для транзистора OC821 и радиатора размерами 4×4 *см* ($S = 16$ *см*²) допустимы следующие значения:

$t_{\text{окр}}$, °C	$P_{\text{к. макс}}$, *мвт*
40	145
45	125
50	100

Для транзистора OC833 и радиатора размерами 6×5 *см* ($S = 30$ *см*²) допустимая мощность рассеивания составляет:

$t_{окр}$, °C	$P_{к.\,макс}$, *вт*
30	1
40	0,75
50	0,5
60	0,3

Другим ограничением применения транзисторов в схеме двухтактного усилителя является предельная амплитуда коллекторного напряжения $U_{к.\,э.\,макс}$. Если подать бо́льшее напряжение, то запорный слой пробьется. Для транзистора OC821 $U_{к.\,э.\,макс} = 20$ *в*, для OC833 — 50 *в*. При больших сопротивлениях резисторов в цепи базы эти значения должны быть снижены: при сопротивлении резистора в цепи базы 10 *ком* на коллектор транзистора OC833 нельзя подавать больше 15 *в*. Максимальное напряжение батареи, питающей двухтактный каскад, становится, таким образом, равным:

$$E_к \leqslant U_{к.э.\,макс}/2.$$

Сопротивление нагрузки в цепи коллектора необходимо выбрать так, чтобы значение $I_{к.\,макс}$ не превышалось, т. е.

$$R_н \geqslant E_к/I_{к.\,макс}.$$

Мощность рассеивания есть разность между мощностью постоянного тока и мощностью переменного тока. Для мощности постоянного тока действительно соотношение

$$P_{пост} = \frac{2}{\pi} E_к I_{кm}.$$

Мощность переменного тока равна:

$$P_{пер} = \frac{1}{2} I_{кm} U_{кm},$$

где $I_{кm}$ и $U_{кm}$ — амплитуды коллекторного тока и напряжения.

Таким образом, $2P_к = P_{пост} - P_{пер}$, и отсюда определяем:

$$R_н = \frac{E_к^2}{2\pi P_{к.\,макс}}.$$

Если эти соотношения использовать для транзисторов OC821, то получается диаграмма, приведенная на рис. 4-48. Исходя из ожидаемой максимальной температуры, определяем допустимое напряжение батареи. Естественно, что если требуется меньшая выходная мощность, то напряжение батареи может иметь и меньшее значение. В качестве примера примем $t_{окр.\,макс} = 55°$ C. Максимальное напряжение батареи определяем из нижней части диаграммы, и в этом случае оно равно 5 *в*. Далее из верхней части диаграммы определяем, что при напряжении 4,5 *в* (батарея от карманного фонаря) сопротивление нагрузки $R_н$ равно 30 *ом* и можно ожидать выходную мощность $P_к$, равную 0,3 *вт*. Сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора равно 4 $R_н$. В нашем случае сопротивление должно быть равно 120 *ом*.

Из семейства характеристик транзистора OC821 можно определить значения токов и напряжений базы, требуемые для получения полной выходной мощности. Имеем $U_{б.э} = 0,38$ *в* и $I_б = 9$ *ма*. Входное напряжение тогда имеет величину $U_{вх} = U_{б.э} + I_б R_д$ ($R_д$ — со-

противление делителя напряжения, в данном случае 100 *ом*), т. е. в нашем случае $U_{вх} = 1{,}28$ *в* Тогда входная мощность $P_{вх} = 0{,}5 U_{вх} I_б = 5{,}8$ *мвт*. Входное сопротивление половины вторичной обмотки переходного трансформатора равно $R_{II} = U_{вх}/I_б = 140$ *ом*. В зависимости от требуемой входной мощности выбирается режим работы предварительного каскада.

Если потери в трансформаторе считать равными 25% (из-за очень малого размера применяемого сердечника), то предварительный каскад должен отдавать мощность (по переменному току), равную 7,3 *мвт*. Если транзистор работает в режиме $U_{к.э} = 5$ *в* и $I_к = 3$ *ма*, то $P = 0{,}5\, U_{к.э}/I_к = 7{,}5$ *мвт*. Нагрузочное сопротивление каскада $R_{н1} = U_{к.э}/I_к = 1\,600$ *ом*. Тем самым определяем передаточное соотношение переходного трансформатора: он должен трансформировать сопротивление 1 600 *ом* в 2 раза по 140 *ом*.

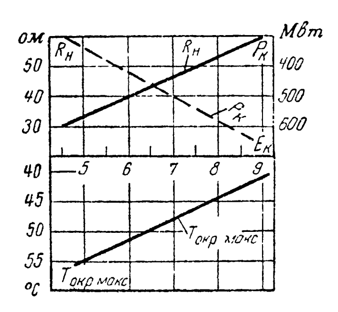


Рис. 4-48. Диаграмма для расчета двухтактного оконечного усилителя в режиме В.

Проведем приблизительный расчет трансформатора. Полное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора должно равняться 120 *ом*, сопротивление звуковой катушки динамического громкоговорителя равно 4 *ом*, таким образом, передаточное соотношение половины числа витков первичной обмотки к числу витков вторичной обмотки $k = \sqrt{R_I/R_{II}} = 2{,}7:1$ Требуемая индуктивность первичной обмотки определяется из нижней граничной частоты. Если ее обозначать $f_н$, то

$$L_I = \frac{R_н}{2\pi f_н}.$$

В нашем случае $L_I = 0{,}1$ *гн* для частоты $f_н = 50$ *гц*. Это относится к половине первичной обмотки. Общая индуктивность с коллектора одного транзистора до коллектора другого транзистора равна $L_{общ} = 4\; L_I = 0{,}4$ *гн*.

В качестве сердечника возьмем сердечник М-42, для которого значение $A_1 = 1{,}45 \cdot 10^{-6}$. Отсюда определяем число витков первичной обмотки:

$$w_I = \sqrt{L_I/A_1},$$

или в нашем случае $w_I = 250$ витков. При $k = 2{,}7$ число витков вторичной обмотки равно 90. При выбранной плотности тока $q \approx 1{,}5$ *а/мм²* сечение провода для первичной обмотки имеет величину

$$s = I/q = 0{,}15/1{,}5 = 0{,}1 \text{ мм}^2.$$

Диаметр определяем из формулы $d_1 = \sqrt{4s/\pi}$. Таким образом, диаметр провода, которым наматывается первичная обмотка, равен 0,3 *мм*. Диаметр провода вторичной обмотки определяется из формулы $d_2 = d_1 \sqrt{k}$, и в данном случае он равен 0,45 *мм*.

Для определения сопротивления первичной обмотки среднюю длину витка умножают на число витков и подставляют в формулу

$$R = \rho \frac{l_{общ}}{s}.$$

При $l_{ср} = 9$ *см* и $w = 250$ $l_{общ} = l_{ср}\, w = 22{,}5$ *м*. Омическое сопротивление первичной обмотки равно 4 *ом*. По отношению к сопротивлению нагрузки 30 *ом* это составляет 13%, что допустимо

Для того чтобы трансформатор обладал минимальными потерями, рекомендуется намотку производить следующим образом: сперва укладывается слой промасленной бумаги, на него наматываются 250 витков провода ПЭВ 0,3 *мм*, затем кладутся два слоя промасленной бумаги и наматываются 90 витков провода ПЭВ 0,45 *мм* (вторичная обмотка), снова два слоя бумаги, и затем вторая часть первичной обмотки (250 витков) Воздушный зазор не является необходимым, так как постоянные токи в половинах первичной обмотки взаимно исключают друг друга.

Здесь также необходимо рассчитать переходный трансформатор. Он согласует нагрузочное сопротивление транзистора ОС811 (1 600 *ом*) с входным сопротивлением двухтактного каскада (2×140 *ом*). Передаточное соотношение, отнесенное к половине вторичной обмотки, равно:

$$k = \sqrt{R_I / R_{II}} = 3{,}35.$$

Индуктивность первичной обмотки при $f_н = 50$ *гц* составляет:

$$L_I = R_н / 2\pi f_н.$$

Необходимо применить броневой сердечник М30 из перменормных пластин (перменорм — железоникелевый сплав); для перменорма значение A_1 равно $2{,}4 \cdot 10^{-6}$. Таким образом, число витков первичной обмотки

$$w_I = L_I^{\overline{}} / A_1 = 1\,340 \text{ витков.}$$

Так как протекающие постоянные токи очень малы (коллекторный ток равен 3 *ма*), то диаметр провода может быть небольшим. Здесь выбран провод ПЭВ0,08, так как он относительно легко наматывается и занимает небольшой объем. Вторичная обмотка имеет две части, в каждой по 400 витков провода ПЭВ0,1. Для того чтобы эти части располагались симметрично, рекомендуется намотку вести в два провода, т. е., другими словами, наматывать обе части одновременно. Тем самым достигается равенство сопротивлений обмоток и небольшие потери. Однако необходимо следить за тем, чтобы конец одной части соединялся с началом другой (для получения правильного соотношения фаз).

Сильного повышения искажений при полной громкости можно избежать, если включить — аналогично тому, как это делается в пентодных оконечных усилителях — компенсирующую цепочку параллельно первичной обмотке выходного трансформатора. Цепочка состоит из последовательного включения резистора и конденсатора. Сопротивление резистора более чем в 2 раза больше R_I, емкость конденсатора выбирается такой, что граничная частота лежит около 6 *кгц*. В нашем случае $R = 300$ *ом* и $C = 0{,}1 \div 0{,}4$ *мкф*.

Для температурной стабилизации двухтактного каскада применяются два метода: включение незашунтированного резистора в цепи эмиттеров обоих транзисторов и включение терморезистора в цепь делителя базового напряжения.

Первый метод имеет тот недостаток, что происходит потеря низкочастотной мощности на общем резисторе в цепи эмиттера. По этой причине сопротивление этого резистора не должно превышать 10 *ом*, и стабильность получается невысокой.

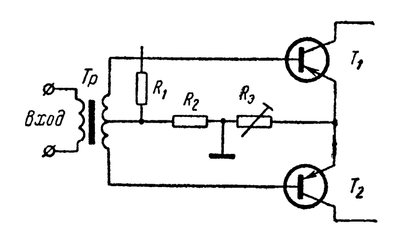


Рис. 4-49. Температурная стабилизация незашунтированным резистором в цепи эмиттера.

На рис. 4-49 приведена схема усилителя с температурной стабилизацией первым методом. Он рекомендуется для напряжения питания 6 *в* и выше. Применяя переменный резистор $R_э$ сопротивлением 10 *ом* и изменяя его величину, можно достичь удовлетворительной компенсации.

На рис. 4-50 показана схема усилителя с температурной стабилизацией вторым методом. Так как грубо можно считать, что напряжение база—эмиттер под влиянием температуры изменяется примерно на 2 *мв*/°С, то компенсирующая цепь рассчитывается так, чтобы изменение падения напряжения на ней имело равную абсолютную величину, но обратный знак. Терморезистор должен нагреваться только от воздействия окружающей среды, а не от токового тепла.

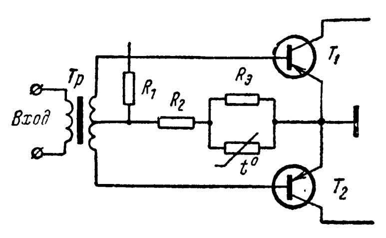


Рис. 4-50. Температурная стабилизация, осуществляемая включением терморезистора в делитель базового напряжения.

На рис. 4-51 приведена общая схема двухтактного усилителя и предоконечного каскада. Изменение входного напряжения осуществляется при помощи потенциометра сопротивлением 10 *ком*. Резистор сопротивлением 5 *ком*, включенный между потенциометром и электролитическим конденсатором, служит для развязки. Стабилизация по постоянному току режима транзистора предварительного усилителя осуществляется включением резистора в цепь эмиттера и применением низкоомного делителя базового напряжения. Трансформаторы выполняются на основе вышеприведенных расчетных данных. Терморезистор, включенный в цепь выходного каскада, имеет сопротивление холодного состояния 125 *ом* и температурный коэффициент 3% на 1° С (температурный коэффициент отрицателен). При помощи переменного резистора сопротивлением 5 *ком* устанавливается коллекторный ток покоя оконечного каскада. Потенциометр сопротивлением 100 *ом* влияет на степень температурной компенсации. Нагрузкой выходного каскада служит громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки 4 *ом*.

На рис. 4-52 показаны кривые температурной зависимости коллекторного тока покоя оконечного каскада при применении температурной компенсации с помощью терморезистора (кривая *б*) и без температурной компенсации (кривая *а*). Можно видеть, что при температурной компенсации ток покоя почти постоянен во всем температурном диапазоне.

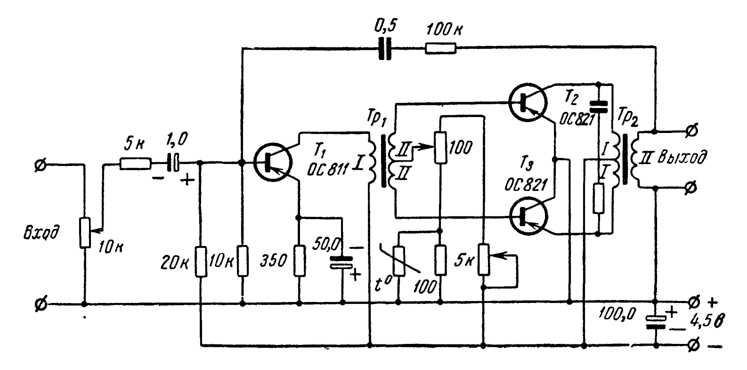


Рис. 4-51. Полная схема двухтактного транзисторного усилителя низкой частоты.

Со вторичной обмотки выходного трансформатора на базу транзистора предварительного каскада подается напряжение обратной связи. Обратная связь служит для линеаризации частотной характеристики усилителя, чем улучшается качество воспроизведения. Для компенсации искажений параллельно первичной обмотке выходного трансформатора подключается цепочка *RC* (о ней уже говорилось выше).

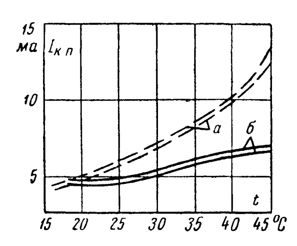


Рис. 4-52. Температурная зависимость коллекторного тока покоя с температурной компенсацией и без нее.

На рис. 4-53 дана схема усилителя низкой частоты, в котором двухтактный усилитель собран на транзисторах, включенных по схеме с общим коллектором. Здесь выходной трансформатор включается между эмиттерами транзисторов. С резистора сопротивлением 18 *ом* на базы транзисторов выходного каскада подается отрицательное напряжение такой величины, чтобы ток покоя равнялся 3—4 *ма*.

Усилитель на транзисторе T_1 имеет динамическую и статическую обратную связь. Между коллектором и базой транзистора T_1 включены конденсатор и резистор, что вызывает частотно-зависимую отрицательную обратную связь. Напряжение смещения на базу транзистора подается с низкоомного делителя. Для согласования высокого входного сопротивления с сопротивлением базовой цепи транзистора T_1 применен входной трансформатор $Тр_1$, имеющий передаточное соот-

ношение 30 : 1. Для получения полной выходной мощности на вход усилителя необходимо подать действующее напряжение 1,7 *в*.

Диапазон усиливаемых частот 150—6 000 *гц*. Ток, потребляемый усилителем при полной выходной мощности 85 *ма*, в среднем при прослушивании музыкальной программы — около 32 *ма*.

Индуктивность первичной обмотки входного трансформатора Tp_1 $L_I > 500$ *гн*, сопротивление первичной обмотки $R_I < 10$ *ком*. Сопротивление вторичной обмотки должно быть меньше 100 *ом*.

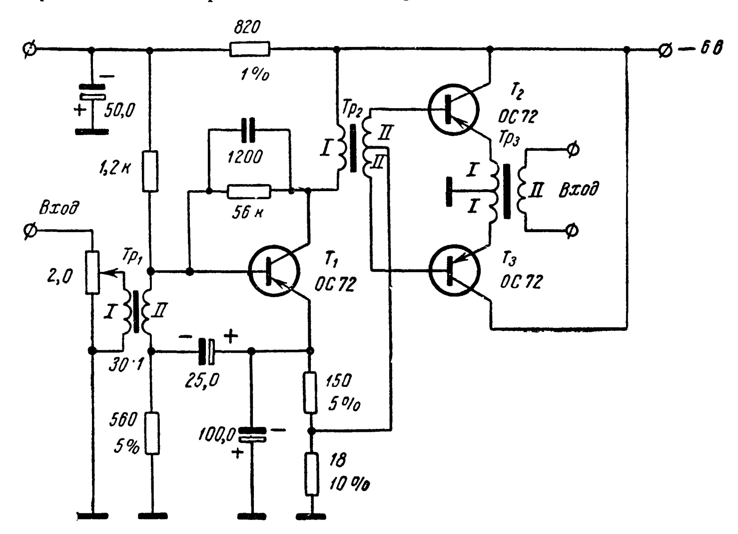


Рис. 4-53. Двухтактный оконечный усилитель с выходным каскадом, включенным по схеме с общим коллектором.

Трансформатор Tp_2 имеет передаточное соотношение 1: (1,6 + + 1,6) и индуктивность первичной обмотки $L_I < 4,5$ *гн* при протекающем постоянном токе 6 *ма*. Омическое сопротивление первичной обмотки — менее 70 *ом*, вторичной (для каждой половины) — менее 200 *ом*. Выходной трансформатор Tp_3 имеет передаточное соотношение (4,5 + 4,5) : 1 и общую индуктивность первичной обмотки около 0,5 *гн*. Сопротивление каждой половины первичной обмотки должно равняться 6 + 1 *ом*.

Нагрузкой выходного каскада служит громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки 3 *ом*.

На рис. 4-54 приведена схема трехкаскадного низкочастотного усилителя. При входном напряжении 10—30 *мв* он отдает мощность 400 *мвт* при коэффициенте искажений 12—15%. Частотная характеристика в диапазоне 50—12 000 *гц* почти линейна.

Его можно применить в качестве усилителя проигрывателя грампластинок или низкочастотного усилителя переносного приемника, а также в качестве полуваттного модулятора портативного телефонного передатчика.

Режим транзистора стабилизируется включением резистора смещения между базой и коллектором транзистора (это вызывает отрицательную обратную связь). Транзистор T_2 предоконечного каскада связан с транзистором T_1 конденсатором емкостью 10 *мкф*. Здесь также применена отрицательная обратная связь, осуществляемая включением резистора между коллектором и базой. В цепь эмиттера транзистора T_2 включен резистор сопротивлением 500 *ом*, зашунтированный конденсатором, что стабилизирует каскад по постоянному току. Резистор сопротивлением 50 *ом*, включенный последовательно с ними, необходим для введения частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

В выходном каскаде применена температурная компенсация с помощью терморезистора. Резистор в цепи эмиттеров выходных

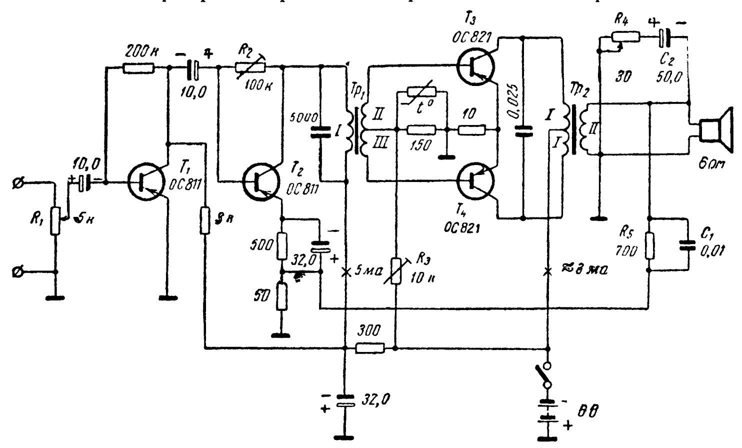


Рис. 4-54. Трехкаскадный усилитель низкой частоты.

транзисторов вызывает отрицательную обратную связь. Таким образом, оба метода стабилизации применяются одновременно, что сделано для повышения надежности работы каскада. Терморезистор должен по возможности располагаться вблизи транзисторов, чтобы он постоянно находился под воздействием выделяемого ими тепла. Лучше всего терморезистор поместить на полях радиатора (разумеется, изолировав терморезистор).

С помощью резистора R_3 устанавливается режим работы оконечного каскада. В местах, обозначенных крестиком, измеряется ток покоя. При полной громкости амплитуда тока оконечного каскада может достигать 100 *ма*. Питание предварительных каскадов происходит через *RC*-фильтр (300 *ом* и 32 *мкф*).

Режим работы предоконечного каскада устанавливается таким, чтобы ток покоя транзистора T_2 был равен 5 *ма*.

Параллельно вторичной обмотке выходного трансформатора включены потенциометр R_4 и конденсатор C_2. Они нужны для регулировки тембра. Кроме того, со вторичной обмотки выходного трансформатора снимается напряжение частотно-зависимой обратной связи. Конденсатор C_1 изменяет частотную характеристику, а резистор R_5 —

глубину обратной связи. В случае самовозбуждения усилителя цепочка R_5C_1 подключается к другому выводу вторичной обмотки.

Переходный трансформатор $Тр_1$ намотан на броневом сердечнике М42/15 и имеет воздушный зазор 0,5 *мм*. Первичная обмотка содержит 2 000 витков провода ПЭВ0,14, вторичная — 2×260 витков провода ПЭВ 0,2. Она наматывается в два провода (бифилярно). После изготовления обе половины вторичной обмотки соединяются последовательно

Выходной трансформатор $Тр_2$ также наматывается на сердечнике М42/15. Воздушный зазор не требуется. Первичная обмотка имеет 2×150 витков провода ПЭВ0,35 (бифилярно), вторичная — 70 витков провода ПЭВ0,45.

Нагрузкой оконечного каскада служит громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки 6 *ом*.

Описанный усилитель по выходной мощности и частотным характеристикам равноценен ламповому и превосходит его по качеству работы.

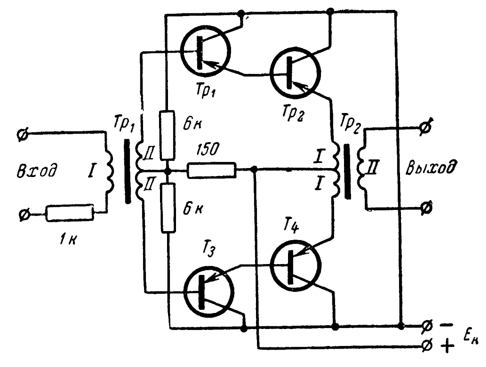


Рис. 4-55. Двухтактный оконечный усилитель с тандемным включением транзисторов.

В двухтактном усилителе в режиме В при малых питающих напряжениях (ниже 5 *в*) возникают большие искажения. Это объясняется токовыми перегрузками, а также наличием области остаточного напряжения. Большие токи коллектора, необходимые для получения максимальной выходной мощности, снижают динамический коэффициент усиления по току, и в общем довольно трудно получить мощность более 100 *мвт*.

С применением «составных транзисторов» (тандемная схема) становится возможным достижение достаточно большого α и при коэффициенте нелинейных искажений 2% можно получить выходную мощность 150 *мвт* (при напряжении питания 4 *в*).

На рис. 4-55 показана схема оконечного каскада с составными транзисторами. Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером для такой пары равен:

$$\beta = \frac{1}{(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}.$$

Если принять $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}95$, то $\beta = 400$.

Входное сопротивление усилителя равно 8—10 *ком*. Необходимое сопротивление нагрузки рассчитывается по формуле

$$R_{\text{н}} = \frac{0{,}9\,E_{\text{к}}^2}{P_{\text{вых}}},$$

где $E_к$ — напряжение питания; $P_{вых}$ — требуемая выходная мощность.

Резисторы в базовых цепях позволяют получить напряжение смещения около 100 *мв* (которое требуется для получения необходимого режима работы).

Если предварительный каскад работает в режиме А, то на первичной обмотке трансформатора $Тр_1$ можно получить переменное напряжение с амплитудой 0,4 $E_к$, и тогда передаточное соотношение трансформатора $Тр_1$ должно равняться приблизительно 1 : 4. Согласующее сопротивление предварительного каскада в этом случае равно:

$$R_н' = 2R_{вх}\frac{1}{k^2},$$

где $P_{вх}$ — входное сопротивление одной ветви оконечного каскада. Требуемая индуктивность первичной обмотки трансформатора $Тр_1$ равна:

$$L_I = R_н'/2\pi f_н,$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота.

Комплементерные схемы

Наличие транзисторов различных типов проводимости привело к созданию особенного типа двухтактного усилителя — транзисторного комплементерного усилителя. Такая схема не имеет лампового аналога и стала возможной только потому, что в транзисторе имеются два вида носителей заряда — электроны и дырки.

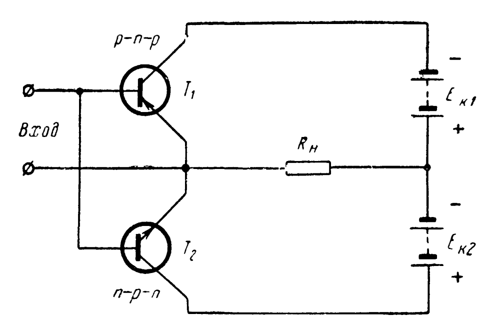


Рис. 4-56. Двухтактный оконечный усилитель с транзисторами различных типов проводимости (комплементерная схема).

Принципиальная схема комплементерного усилителя дана на рис. 4-56. Два транзистора типов *n-p-n* и *p-n-p* включены параллельно. Транзистор типа *p-n-p* усиливает отрицательную полуволну входного напряжения, транзистор типа *n-p-n* — положительную.

Оба усиленных напряжения можно суммировать на общей нагрузке. Схема не требует переходного и выходного трансформатора. Применяемый источник питания должен иметь отвод от средней точки.

Включением двух других транзисторов разных типов проводимости можно данный двухтактный усилитель превратить в двухкаскадный усилитель (рис. 4-57) Постоянные токи базы обоих оконечных транзисторов служат для питания предоконечных транзи-

сторов. Соединение точек симметрии схемы (S_1 и S_2) между собой вызывает отрицательную обратную связь.

Так как температурную стабилизацию двухтактных каскадов с транзисторами разной проводимости в большинстве случаев произвести очень трудно, то чаще применяются квазикомплементерные схемы, т. е. выходные транзисторы имеют одинаковый тип проводимости (*р-n-р*), а для предварительного каскада усиления применяется комплементерная пара.

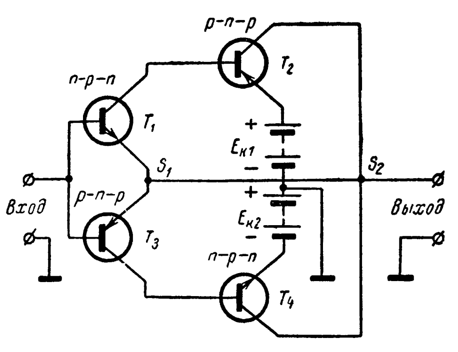


Рис. 4-57. Двухкаскадный усилитель, собранный по комплементерной схеме.

Одна из квазикомплементерных схем приведена на рис. 4-58. Выходные транзисторы T_3 и T_4 имеют мощность рассеивания на коллекторе 3 *вт* и проводимость *р-n-р*. Все прочие транзисторы имеют мощность рассеивания на коллекторе 50 *мвт*.

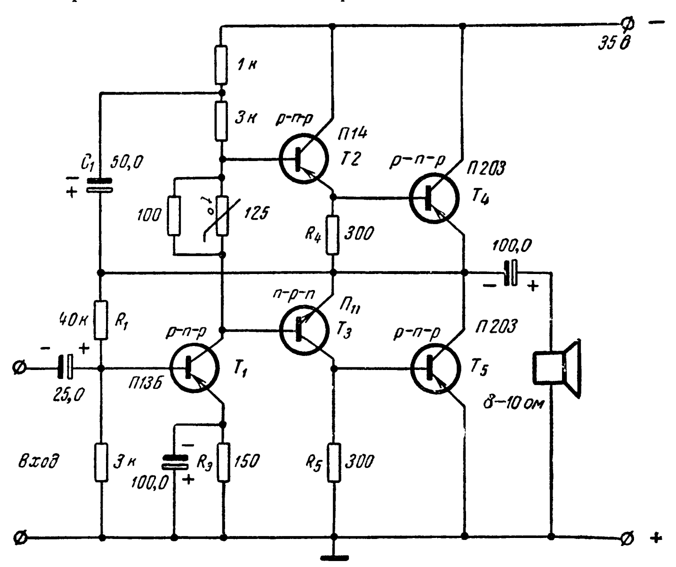


Рис. 4-58. Схема квазикомплементерного усилителя.

Первый каскад собран на транзисторе T_1 и работает в схеме с общим эмиттером со стабилизацией. Напряжение смещения на базу подается с помощью резистора R_1 с точки симметрии выходного кас-

када, благодаря чему осуществляется отрицательная обратная связь. Резистор $R_э$ вызывает отрицательную обратную связь по постоянному, а конденсатор C_1 — по переменному току.

Транзисторы T_2 и T_3 получают входное напряжение прямо из коллекторной цепи транзистора T_1. Терморезистор служит для осуществления температурной компенсации. С резисторов R_4 и R_5 (300 *ом*) снимается низкочастотное напряжение, воздействующее на оконечный каскад.

Благодаря отрицательной обратной связи по напряжению (получаемой соединение точек симметрии) выход усилителя становится низкоомным и возможно бестрансформаторное подключение динамического громкоговорителя, сопротивление звуковой катушки которого равно 8—10 *ом*.

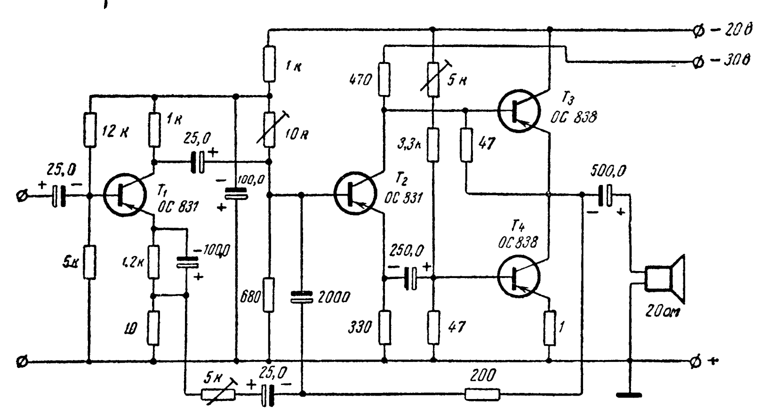


Рис. 4-59. Усилитель низкой частоты с бестрансформаторным выходом.

В заключение параграфа о мощных усилителях необходимо описать ставшую известной в последнее время бестрансформаторную двухтактную схему усилителя (рис. 4-59). Она отличается хорошей частотной характеристикой и малым коэффициентом нелинейных искажений.

Для таких усилителей в США введено обозначение Hi — Fi, ставшее международным (сокращенное английское High Fidelity — высокая верность воспроизведения). Описываемый усилитель имеет максимальную выходную мощность 3 *вт* и частотный диапазон 30—25 000 *гц*. Коэффициент нелинейных искажений при выходной мощности 2 *вт* на частоте 1 000 *гц* не превышает 1%, а на частоте 10 000 *гц* — 4%.

Транзистор T_1 работает в схеме предварительного усилителя; T_2 — в схеме фазоинвертора, транзисторы T_3 и T_4 образуют бестрансформаторный оконечный каскад.

Для линеаризации частотной характеристики напряжение отрицательной обратной связи с оконечного каскада подается на эмиттер транзистора T_1. С помощью переменного резистора сопротивлением 5 *ком* величину обратной связи можно изменять до получения минимальных искажений на частоте 10 *кгц*.

Если громкоговоритель высокоомный, то эту схему стоит применить в небольшом карманном приемнике. Сопротивление звуковой катушки громкоговорителя здесь может равняться и 40 *ом*, что приводит лишь к незначительному снижению выходной мощности.

4-3. ТРАНЗИСТОР КАК КЛЮЧ

Выше мы разбирали применение транзисторов для усиления малых сигналов или усиления мощности в линейном режиме При этом температурные свойства и свойства запорного слоя являлись границами дальнейшего повышения мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора.

Совершенно по-другому обстоит дело в тех случаях, когда постоянное управление транзистора отсутствует и интерес для работы

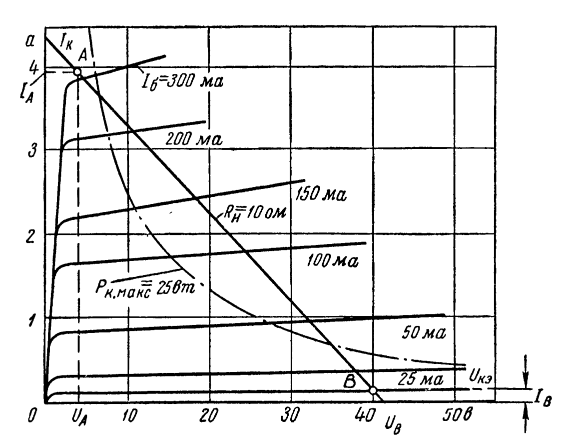


Рис. 4-60. Семейство выходных характеристик транзистора П4Б.

представляют только два состояния: состояние «включено», когда внутреннее сопротивление транзистора минимально, и состояние «выключено», когда внутреннее сопротивление транзистора максимально.

В механическом выключателе эти требования выполняются превосходно: замкнутый выключатель имеет сопротивление перехода несколько тысячных ома, в разомкнутом выключателе сопротивление изоляции составляет порядка 10^8 *ом*.

Рассмотрим семейство характеристик транзисторов П4Б (мощность рассеивания до 25 *вт*), включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 4-60).

В состоянии «включено» на транзисторе падает остаточное напряжение, так называемое напряжение излома. При малых напряжениях коллектора характеристики вливаются в прямую, которая определяет внутреннее мощностное сопротивление. При коллекторном токе 4 *а* остаточное напряжение на коллекторе равно 4 *в*, таким образом, $R_{iм} = 4\ в/4\ а = 1\ ом$. Предположим, что

должен включаться ток 4 *а*, тогда во включенном состоянии рабочей точкой является точка *A*. Энергия, перерабатываемая в транзисторе в этом состоянии, равна $P_A = I_A U_A = 16$ *вт*. Для идеального транзистора, таким образом, необходимо требовать минимальное напряжение и минимальное внутреннее мощностное сопротивление.

При выключенном состоянии рабочей является точка *B*. Течет незначительный ток (в нашем случае около 50—100 *ма*), на коллекторный запорный слой приложено максимальное запорное напряжение. Чем выше пробивное напряжение коллекторного запорного слоя, тем дальше вправо можно сместить точку *B*. Для определения нагрузочного сопротивления обе точки соединяют прямой и получаем $R_н = 10$ *ом*. Мощность при таком сопротивлении нагрузки и отношении внутреннего сопротивления к обратному, равному 1 : 1, определяется как

$$P_к = 0{,}5 I_A U_B = 92{,}4 \text{ вт}.$$

Преимущество применения режима становится ясным, когда мы обратим внимание на то, что в режиме ключа транзистор выдерживает гораздо большую мощность, чем при режиме усиления. В данном случае при максимально допустимой мощности рассеивания на коллекторе 25 *вт* (для режима усиления) транзистор может включать мощность почти 100 *вт*, т. е. в 4 раза большую.

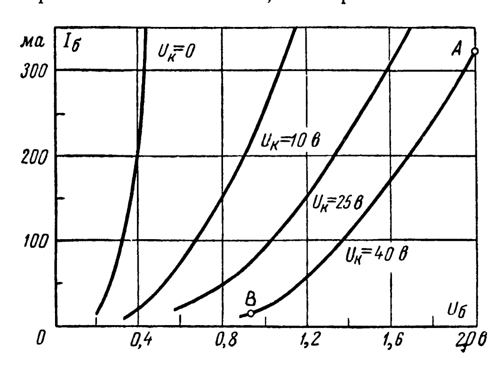


Рис. 4-61. Семейство входных характеристик транзистора П4Б.

Так как прямая сопротивления нагрузки проходит над гиперболой мощности рассеивания, должно выполняться следующее дополнительное требование: переход из точки *B* в точку *A* должен происходить в возможно более короткий срок. Это условие выполняется при воздействии на вход ключа прямоугольных импульсов. Из семейства входных характеристик (рис. 4-61) теперь можно определить входную мощность. Отыскиваем характеристику для $U_к = 40$ *в*, и для режима «выключено» находим точку *B*. Во включенном состоянии рабочей является точка *A*. Для поддержания состояния «выключено» требуется небольшая мощность, она равна в данном случае 9 *мвт*. В состоянии «включено» мощность увеличивается до 0,64 *вт*.

Современные транзисторы, предназначающиеся для работы в качестве выключателей, имеют значение $R_{iм}$ от 0,2 до 0,5 *ом*, запорное сопротивление около 10^6 *ом* и время выключения 0,2 *мксек*. Этими транзисторами можно выключать мощности до 1 *квт*.

Проведем расчет параметров транзистора, работающего в режиме ключа. Несмотря на простоту выполняемых функций, транзисторный ключ имеет ряд схемных вариантов, простейший из которых приведен на рис. 4-62. Активная нагрузка $R_к$ включена в коллекторную цепь,

а управляющие импульсы поступают от генератора $E_б$ через резистор $R_б$, который, в частности, может быть внутренним сопротивлением генератора.

Семейство выходных характеристик, задаваемых током, дано на рис. 4-63. Точка A соответствует выключенному, точка B — включенному состоянию. Линия, соединяющая обе точки, есть прямая сопротивления нагрузки. Семейство характеристик можно разделить на три области. Область 1 соответствует запертому состоянию. Область 2 есть активный диапазон, в нем возможно линейное усиление. Область 3 соответствует состоянию проводимости, т. е. состоянию «включено».

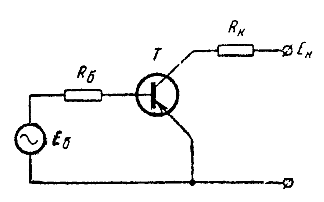


Рис. 4-62. Простейшая схема транзисторного ключа.

Линия, отделяющая область 1 от области 2, — характеристика, получаемая при $I_б = 0$. Разграничение между областями 3 и 2 соответствует насыщению транзистора. Максимально возможный ток в коллекторной цепи равен $I_{к.\,макс} = E_к/R_к$. Ток насыщения определяет рабочую точку B. С этим значением тока через формулу

$$I_б = \frac{1 - \alpha_0}{\alpha_0} I_к$$

связан ток насыщения базы $I_{б.н}$. Граница между областями 2 и 3 дается характеристикой напряжения излома, которая связана с $R_{iм}$. Для всех трех областей можно привести характеристики, которые опишут нам действие транзистора.

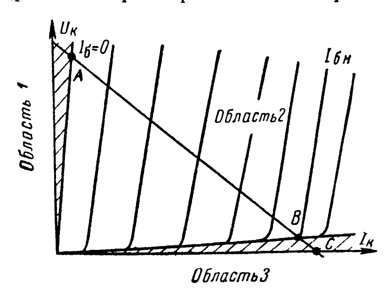


Рис. 4-63. Семейство выходных характеристик транзистора, разбитое на три области.

Прежде всего введем понятие динамического коэффициента усиления $\alpha_д$. Для малых сигналов $\alpha_0 = \Delta I_к/\Delta I_э$. Для сильных сигналов существует зависимость $\alpha_д$ от тока эмиттера, представленная на рис. 4-64. В области 1 (область минимальной проводимости) $\alpha_д = 0$. В области 2 (активном диапазоне) $\alpha_д$ становится равным α_0 до наступления насыщения. В зависимости от величины $R_н$ насыщение наступает при $I_{э1}$ или $I_{э2}$. С этих значений начинается область 3, в которой $\alpha_д$ снова становится равным 0. Как в запертом, так и в полностью открытом состоянии транзистор не обладает эффектом усиления.

Эквивалентная схема транзистора, на который подан сигнал большой величины, представлена на рис. 4-65. В сущности, она состоит из двух включенных встречно запорных слоев (на рисунке они обозначены диодами) и символизирующего усиление эквивалентного генератора тока, включенного в коллекторную цепь.

В активном диапазоне эмиттерный диод работает в прямом, коллекторный диод — в запорном (обратном) направлении. Сопротивле-

ние базы $r_б$ зависит от применяемого полупроводникового материала

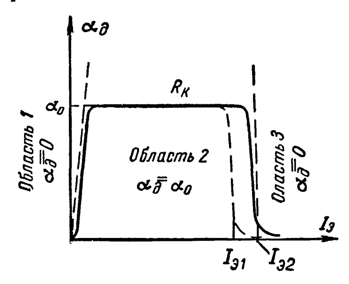


Рис. 4-64. Зависимость динамического усиления по току $\alpha_д$ от тока эмиттера в трех областях.

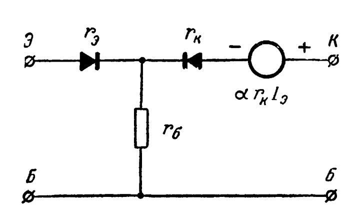


Рис. 4-65. Эквивалентная схема ключевого транзистора при большом сигнале.

Перенесем условия трех областей на эквивалентную схему (рис. 4-66). Обозначим сопротивления запорного и прямого направле-

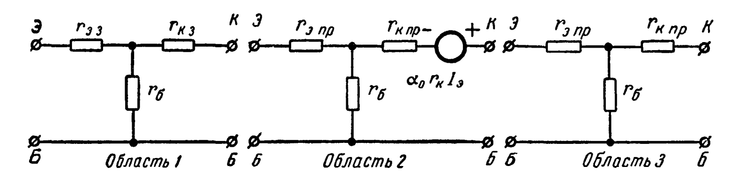


Рис. 4-66. Эквивалентные схемы ключевого транзистора для трех областей.

ний соответственно $r_з$ и $r_{пр}$. Величины, встречающиеся на практике, приведены в табл. 8.

Таблица 8

Параметр	Область		
	1	*2*	*3*
$r_э$	500 *ком*	25 *ом*	25 *ом*
$r_б$	300 *ом*	300 *ом*	300 *ом*
$r_к$	1,5 *Мом*	1,0 *Мом*	40 *ом*
$r_м$	0	960 *ком*	0
α_0	0	0,96	0
$R_к$	5 *ком*	5 *ком*	5 *ком*
$R_б$	500 *ом*	500 *ом*	500 *ом*

Теперь можно произвести расчет входного и выходного сопротивлений для всех трех основных видов схем в импульсном режиме.

Таблица 9

Схема включения транзистора		Область 1	Область 2	Область 3
С общей базой	$R_{вых}$	$r_{к.з}$	$r_к - \frac{r_б r_м}{R_б + r_б + r_э}$	$r_б \left(1 - \frac{r_б}{R_б + r_б}\right)$
	$R_{вх}$	$r_{э.з}$	$r_{э.пр} + r_б (1 - \alpha_0)$	$r_б \left(1 - \frac{r_б}{R_к + r_б}\right)$
С общим эмиттером	$R_{вых}$	$r_{к.з}$	$r_к - r_м + \frac{r_э r_м}{R_б + r_б}$	$r_{к.пр} + r_{э.пр} \left(1 - \frac{r_{э.пр}}{R_б + r_б}\right)$
	$R_{вх}$	$r_{э.з} \left(1 + \frac{r_{э.з}}{r_{э.з} + r_{к.з}}\right)$	$r_б + r_{э.пр} + \frac{r_{э.з} r_м}{R_к + r_к - r_м}$	$r_б$
С общим коллектором	$R_{вых}$	$r_{э.з}$	$r_{э.з}$	$r_{э.пр} + r_{к.пр} \left(1 - \frac{r_{к.пр}}{R_б + r_б}\right)$
	$R_{вх}$	$r_{э.з} \left(1 - \frac{r_{к.з}}{r_{э.з} + r_{к.з}}\right)$	$r_к \left[1 - \frac{r_к (1 - \alpha_0)}{R_к + r_к (1 - \alpha_0)}\right]$	$r_б - \frac{r_{к.пр}^2}{R_к}$

В области *1* $r_э$ и $r_к$ всегда больше $r_б$; $r_м = 0$. В области *2* для расчета примем: $r_м$ и $r_к \gg r_б$, а $r_б \gg r_э$. В области *3* $r_б$, $R_б$ и $R_м$ много больше $r_э$ и $r_к$; $r_м = 0$.

Формулы, необходимые для расчета, приведены в табл. 9. Если в эти формулы подставить практически встречающиеся величины, то получим данные, приведенные в табл. 10.

Таблица 10

Схема включения транзистора		Область		
		1	*2*	*3*
С общей базой	$R_{вых}$	1,5 *Мом*	1,0 *Мом*	250 *ом*
	$R_{вх}$	500 *ком*	45 *ом*	45 *ом*
С общим эмиттером	$R_{вых}$	1,5 *Мом*	65 *ком*	64 *ом*
	$R_{вх}$	625 *ком*	1,1 *ком*	500 *ом*
С общим коллектором	$R_{вых}$	500 *ком*	25 *ом*	25 *ом*
	$R_{вх}$	1,1 *Мом*	100 *ком*	500 *ом*

Реле и мощные выключатели

После теоретического введения, которое было сделано выше, рассмотрим некоторые практические схемы, применяемые в промышленной электронике.

В простейшем случае транзистор может быть применен для повышения чувствительности электромагнитного реле. На рис. 4-67 при-

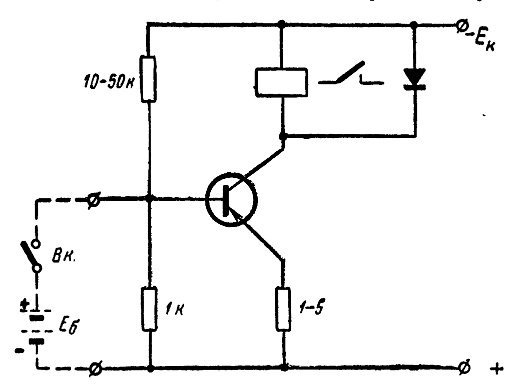


Рис. 4-67. Схема для повышения чувствительности электромагнитного реле.

ведена одна из таких схем. В цепь коллектора транзистора *T* включена обмотка реле. На базу транзистора подано такое напряжение смеще-

ния, чтобы ток покоя был равен примерно одной десятой тока срабатывания реле. Если теперь на базу транзистора подать отрицательное напряжение подходящей величины, то транзистор откроется и реле сработает, причем необходимый управляющий ток будет в β раз меньше тока срабатывания реле.

При индуктивном сопротивлении нагрузки в коллекторной цепи при выключении проявляется нежелательный эффект броска запорного напряжения, который может привести к разрушению запорного слоя. Выключение следует производить так, чтобы даже в неблагоприятном случае допустимое напряжение не было превышено, что достигается следующими путями: включением параллельно обмотке

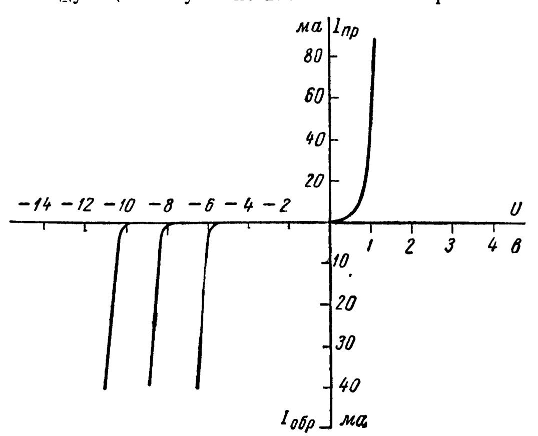


Рис. 4-68. Характеристики кремниевых стабилитронов.

реле конденсатора большой емкости (этот способ имеет, однако, существенный недостаток, так как конденсатор вызывает запаздывание срабатывания реле), включением токоограничивающего резистора последовательно с обмоткой реле (этот метод уменьшает к. п. д. схемы, а эффект дает незначительный) или включением диода в цепь коллектора (это наилучший способ, так как при нем коллекторная цепь, начиная с некоторого напряжения просто замыкается накоротко).

В схеме рис. 4-67 диод включен между коллектором и «минусом» питающего напряжения. Для понимания принципа работы диода дан рис. 4-68, на котором приведены характеристики диода. Диод включен в обратном направлении, т. е. имеет высокое сопротивление до определенного напряжения. Начиная с этого напряжения, наступает проводимость диода и ток в запорном направлении резко возрастает. Однако запорное напряжение остается почти неизменным.

Предположим теперь, что диод, имеющий рабочее напряжение 6 *в*, включен в коллекторную цепь релейного усилителя и напряжение питания равно 5 *в*. Тогда диод эквивалентен высокоомному сопротивлению, включенному между коллектором и минусом источника питания. Как только при выключении напряжение превысит величину 6 *в*, внутреннее сопротивление диода, которое становится очень малым, закоротит обмотку реле.

В схеме применяется кремниевый стабилитрон, имеющий рабочее напряжение на 25% меньшее, чем пробивное напряжение коллекторного запорного слоя транзистора. Этим достигается идеальная защита транзистора.

Для определения амплитуды напряжения, возникающего при выключении, пользуются формулой

$$U_{выкл} = - L\,(\Delta I_к/\Delta t),$$

где L — индуктивность обмотки реле; $\Delta I_к$ — перепад коллекторного тока, необходимый для срабатывания реле; Δt — время срабатывания реле. Если подставить сюда величины, встречающиеся на практике, т. е. $L = 0{,}5$ *гн*, $\Delta I_к = 100$ *ма*, $\Delta t = 1$ *мсек*, получаем $U_{выкл} = 50$ *в*. Таким образом, транзистор должен был бы иметь коллекторное напряжение 50 *в*. Такие транзисторы очень дороги. Защита с помощью кремниевого стабилитрона в данном случае с рабочим напряжением 14—15 *в* делает возможным применение транзистора с допустимым напряжением 25 *в*.

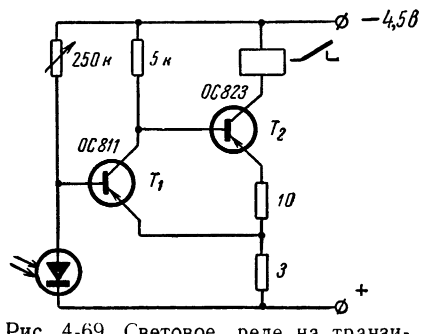


Рис. 4-69. Световое реле на транзисторах.

Во многих случаях необходимо, чтобы реле срабатывало от таких внешних физических воздействий, как, например, давление, температура или сила света. Во всех этих случаях можно применить многокаскадный усилитель на транзисторах с выходом на реле.

Если к устройству не предъявляется требование высокой скорости срабатывания, то можно воспользоваться схемой, которая дана на рис. 4-69. До поступления входного сигнала транзистор T_2 заперт, так как режим транзистора T_1 установлен таким, что T_1 полностью отперт. На резисторе в цепи коллектора транзистора T_1 падает большое напряжение, и потенциал базы транзистора T_2 почти равен нулю. В базовую цепь транзистора T_1 включен германиевый фотодиод или селеновый фотоэлемент. Как тот, так и другой при отсутствии освещенности имеют небольшое внутреннее сопротивление и не вырабатывают напряжение. Однако при попадании на них света они начинают вырабатывать напряжение, пропорциональное освещенности. Это напряжение вызывает уменьшение коллекторного тока транзистора T_1, отчего падение напряжения на резисторе в цепи коллектора этого транзистора также уменьшается, а база транзистора T_2 получает отрицательный потенциал. Коллекторный ток транзистора T_2 возрастает и приводит к срабатыванию реле.

Транзистор T_2 имеет отрицательную обратную связь по току. Общее усиление схемы равно 200.

Порог срабатывания схемы — около 50 *лк*, что соответствует освещенности, создаваемой стержневой лампочкой от карманного фонаря, удаленной на расстояние 1,5 *м*.

Эту схему светового реле можно применить для устройства, подающего сигнал тревоги в случае, если кто-либо пересекает световой поток, направленный на фотоэлемент. Источник света может быть установлен на расстоянии 1—2 *м*. Когда световой поток прерывается, якорь реле отходит, и соответствующая контактная группа включает сигнал тревоги.

Схема светового реле потребляет при напряжении 4,5 *в* ток 25 *ма*, когда якорь реле притянут, и 1 *ма*, когда якорь реле отпущен. Реле должно иметь сопротивление обмотки не менее 150 *ом*.

Если требуется высокая скорость срабатывания схемы, реле включается в спусковую схему. Рекомендуется так называемый триггер Шмитта

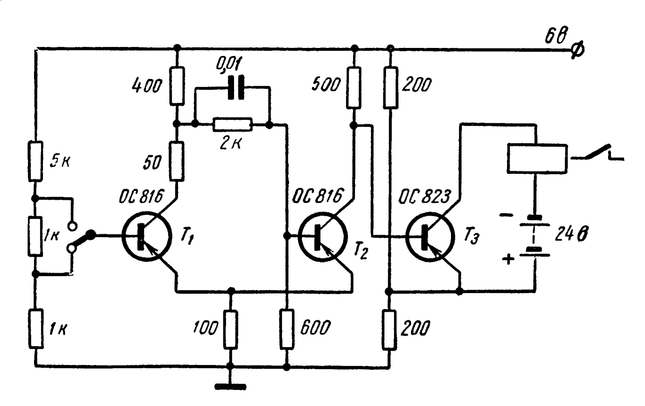


Рис. 4-70. Схема реле с транзисторным триггером Шмитта.

На рис. 4-70 приведена схема реле с триггером Шмитта. При отсутствии входного сигнала транзистор T_1 заперт, а транзистор T_2 отперт, тем самым на резисторе в цепи коллектора транзистора T_2 падает большое напряжение. Транзистор T_3 оказывается запертым, так как потенциал базы этого транзистора почти равен потенциалу эмиттера. Если на базу транзистора T_1 подать отрицательный потенциал, то транзистор начинает проводить. Так как транзистор T_2 связан с транзистором T_1 по постоянному току, то он запирается, вследствие чего на базу транзистора T_3 подается напряжение минус 6 *в*. Последнее объясняется тем, что на резисторе в цепи коллектора транзистора T_2 больше не падает напряжение. Благодаря этому транзистор T_3 начинает проводить, и реле, включенное в цепь коллектора этого транзистора, срабатывает от источника напряжением 24 *в*.

Преимущество этой схемы заключается в том, что реле срабатывает с постоянной скоростью и независимо от скорости изменения входного напряжения. Время переброса определяется параметрами схемы и имеет величину порядка 10 *мксек*, т. е. всегда меньше времени срабатывания механического реле.

Применяя реле с блокирующей обмоткой, можно значительно упростить схему. На рис. 4-71 транзистор T_1 вместе с обмоткой w_1

реле образует усилитель. Обмотка w_2 служит для получения положительной обратной связи. При отсутствии входного сигнала транзистор T_1 заперт небольшим положительным потенциалом, поданным на базу (падение напряжения на резисторе $R_э$). При подаче на базу транзистора отрицательного импульса протекает большой коллекторный ток, который увеличивает магнитный поток в обмотке w_1 реле. С помощью обмотки w_2 выпрямленное отрицательное добавочное напряжение подается на базу транзистора, и это переводит транзистор в режим насыщения. В этом состоянии схема и продолжает оставаться, так как любое уменьшение магнитного потока в реле вырабатывает противо-э. д. с., подаваемую на базу транзистора, что возвращает его в режим насыщения. Для возврата схемы в состояние покоя необходимо на короткое время нажать кнопку возврата *Кн*.

Входной импульс длительностью 10 *мксек* и амплитудой 5 *в* вызывает надежное срабатывание реле. В схеме применяется поляризованное телеграфное реле.

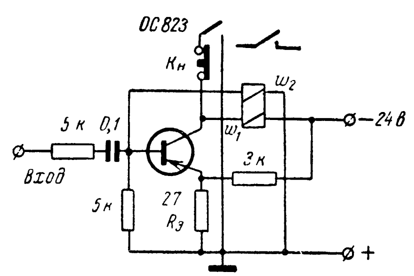


Рис. 4-71 Транзисторное импульсное реле

Теперь опишем реле, служащее для наблюдения за температурой. Во многих промышленных процессах при превышении определенной температуры требуется включение сигнала тревоги. С помощью моста, снабженного терморезистором, вырабатывается электрический сигнал, зависящий от температуры. Этот сигнал воздействует на транзисторный выключатель.

Транзисторное термореле, схема которого дана на рис. 4-72, срабатывает от заранее выбранной температуры из диапазона от +40 до +120° С с точностью до 1° С.

В одно из плеч моста включен терморезистор, имеющий сопротивление холодного состояния 1 200 *ом* и температурный коэффициент минус 3% на 1° С. Терморезистор может быть соединен с мостом проводами достаточно большой длины.

Датчиком температуры является мост Уитстона, в диагональ которого включен усилитель постоянного тока на транзисторах. Мост с помощью переменного резистора может быть настроен так, что процесс срабатывания происходит при определенной температуре. На выходе усилителя постоянного тока включено реле, которое включает сигнальную лампу и соответствующее регулирующее устройство. Мост питается от двухполупериодного выпрямителя, собранного на четырех германиевых диодах. Сглаживание пульсаций напряжения производится электролитическим конденсатором. Питание усилителя постоянного тока производится от аналогичного выпрямителя.

В коллекторную цепь выходного транзистора T_3 включено реле, имеющее сопротивление обмотки 150 *ом* и ток включения 50 *ма*. Резистор в цепи базы транзистора T_1 служит для ограничения тока при значительной расстройке моста. Резисторы, включенные в цепи коллекторов транзисторов, необходимы для защиты последних от перегрузок.

Трансформатор питания намотан на сердечнике М42/15. Потребление тока незначительно: усилитель — 60 *ма*, сигнальная лампа — 70 *ма*. Общая потребляемая от сети мощность 1 *вт*.

Настройка прибора проста. При отключенном входе проверяют усилитель постоянного тока. Коллекторный ток транзистора T_1 должен быть не более 20 *мка*, транзистора T_2 — не более 0,5 *ма*, транзистора T_3 — не более 5 *ма*. Затем на вход усилителя через ограничивающий резистор сопротивлением 100 *ком* включают гальванический

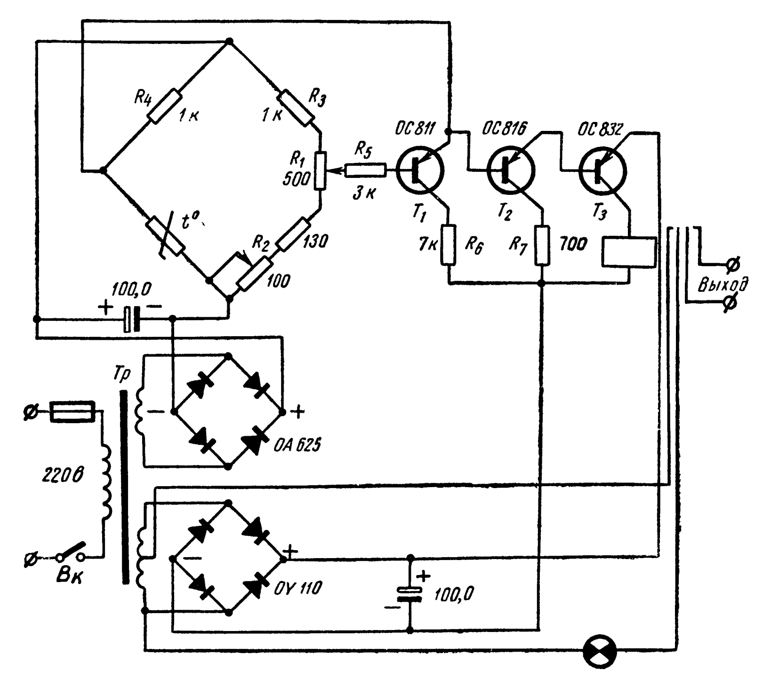


Рис. 4-72. Термореле на транзисторах.

элемент напряжением 1,5 *в* положительным полюсом на эмиттер транзистора T_1. Ток, протекающий по этой цепи, равен 15 *мка*. При таком входном токе реле должно надежно срабатывать, а коллекторные токи транзисторов должны равняться соответственно 0,3; 6 и 65 *ма*.

Далее настраивают мост Уитстона. Терморезистор при заданных граничных температурах имеет сопротивление 700 *ом* при температуре +40° С и 130 *ом* при +120° С. В мост включают резистор сопротивлением 130 *ом*, а резистор R_1 ставят на деление шкалы +120° С. С помощью резистора R_2 добиваются срабатывания реле. Подобная процедура производится в левом конце шкалы при сопротивлении 700 *ом*. Для точной градуировки прибора терморезистор вместе с ртутным термометром погружают в масляную ванну, которая подогревается на медленном огне. Градуировку термореле производят через

каждые 10° C, причем резистор R_1 каждый раз устанавливают так, чтобы сигнальная лампа гасла при данной температуре. При смене терморезистора градуировку следует произвести заново.

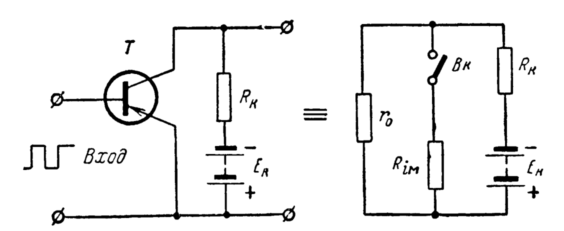


Рис. 4-73. Эквивалентная схема включаемого идеализированного транзистора.

Другим примером применения транзистора в качестве ключа является усилитель в режиме D, имеющий коэффициент полезного действия около 90%. Подобные усилители находят применение в серворегулирующих системах и мощных усилителях частот до 1 000 *гц*.

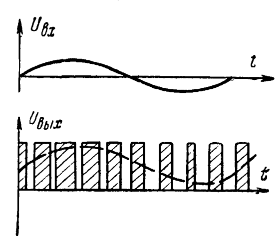


Рис. 4-74. Преобразование синусоидального входного напряжения в последовательность импульсов, модулированных по длительности.

На рис. 4-73 показана эквивалентная схема включаемого транзистора. В выключенном состоянии сопротивление r_0 (порядка 10 *ком*), определяемое остаточным током коллектора, оказывается включенным параллельно резистору $R_к$. Во включенном состоянии параллельно подсоединяется внутреннее мощностное сопротивление $R_{iм}$, определяемое напряжением излома и полупроводниковым материалом. Таким образом, в первом случае через резистор $R_к$ течет меньший ток. Среднее значение тока, протекающего через резистор $R_к$, становится зависимым от соотношения между временем включения и временем выключения, что дает возможность постоянным изменением длительности регулирующих импульсов изменять выходной ток.

Рис. 4-74 показывает преобразование входного сигнала в последовательность модулированных по длительности импульсов. Отношение длительности импульса к периоду называется «коэффициентом заполнения» $g = t_i/T = t_i f$. Изменением g изменяется средняя выходная мощность, которая равна:

$$P_{ср} = U_{ср} I_{ср} = U_{макс} I_{макс} g^2.$$

Если транзистор работает как идеальный выключатель, то $U_{макс} = E_к$ и $I_{макс} = E_к/R_к$. Таким образом, мощность на резисторе нагрузки равна:

$$P_0 = \frac{E_к^2}{R_к} g^2.$$

Модуляция по длительности, представленная на рис 7-74, производится однотактно, т е. в отсутствие входного сигнала генератор импульсов генерирует симметричное прямоугольное напряжение с $g = 0,5$. При подаче отрицательного входного напряжения g достигает своего максимального значения и становится равным 1, т. е. длительность включения увеличивается. В то же время при положительном входном напряжении $g = 0$. В наиболее общем случае g есть функция входного напряжения, в большинстве случаев требуется линейная зависимость между входными и выходными величинами, т. е. должно быть справедливо следующее условие: $g = kU_э$.

Если частота повторения импульсов ω много больше частоты сигнала Ω, то коэффициент заполнения является функцией времени:

$$g(t) = kU_э(t) + g_0 = g_{макс} \sin \Omega t + 0,5,$$

где g_0 — коэффициент заполнения при отсутствии входного сигнала.

Интегрированный выходной ток и выходное напряжение равны:

$$i_{ср} = I_к g(t) = I_к (g \sin \Omega t + 0,5);$$

$$u_{ср} = U_к g(t) = U_к (g \sin \Omega t + 0,5).$$

При $g = 0,5$ и идеальном омическом сопротивлении нагрузки среднее выходное напряжение

$$P_{ср} = E_к I_к / 8.$$

Потери при переключении зависят от крутизны переднего и заднего фронта импульсов, достигаемой при заданной частоте переключения. Имеем:

$$P_ф = \frac{E_к^2 t_ф}{3R_к} f,$$

где $P_ф$ — потери при переключении; $t_ф$ — время переключения (длительность фронтов); f — частота повторения импульсов. При коллекторном напряжении 24 *в*, сопротивлении резистора нагрузки 10 *ом*, длительности фронтов 50 *мксек* и частоте повторения импульсов 5 *кгц* мощность потерь составляет:

$$P_ф = \frac{24 \cdot 24 \cdot 5 \cdot 10^{-5} \cdot 5 \cdot 10^3}{3 \cdot 10} = 4,8 \text{ } вт.$$

На рис. 4-75 показана схема модулятора, состоящего из генератора пилообразного напряжения и триггера Шмитта с переменным резистором в цепи эмиттеров. В отсутствие входного сигнала транзистор T_1 заперт, а транзистор T_2 отперт. Ток коллектора транзистора T_2 вызывает падение напряжения на резисторе $R_э$, которое надежно запирает транзистор T_1. Если теперь на базу транзистора T_1 подать пилообразное напряжение, то транзистор T_1 откроется, так как напряжение на его базе превысит напряжение $U_э$. Благодаря положительной обратной связи между обоими каскадами транзистор T_2 запирается и в этом состоянии остается до тех пор, пока входное напряжение не станет снова меньше $U_э$, тогда схема возвратится в первоначальное состояние.

Включением транзистора вместо резистора $R_э$ можно получить регулировку длительности импульсов.

Схема детектора (оконечный каскад) дана на рис. 4-76. Он работает как интегратор, а индуктивность L в цепи коллектора — как

накопитель. Напряжение модуляции $U_м$ преобразуется в последовательность импульсов $U_э$, первый из этих импульсов открывает транзистор, и в нем начинает течь ток $I_к$. Если входной импульс прекращается, ток $I_к$ возвращается к нулю, и через диод протекает ток $I_д$. Если транзистор заперт, ток через диод и резистор нагрузки течет в том же направлении, как и когда транзистор открыт. Благодаря накапливающему действию индуктивности ток $I_н$ имеет форму, по-

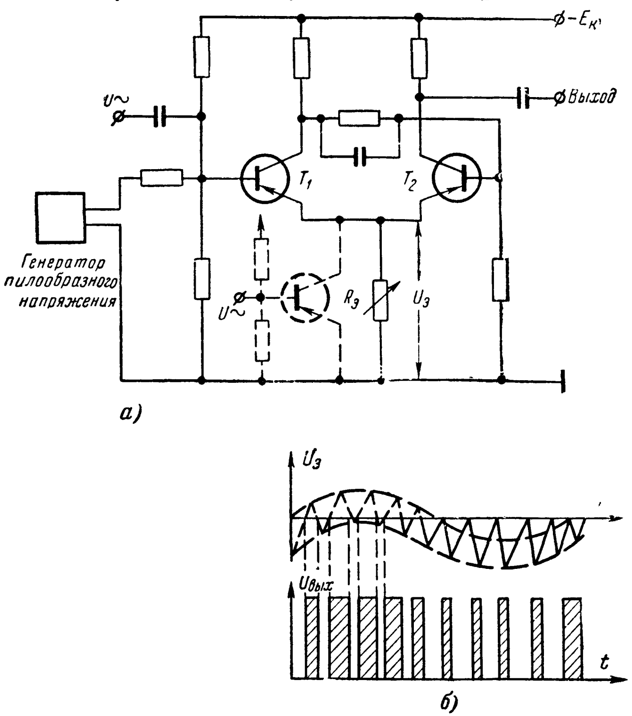


Рис. 4-75. Модуляция длительности импульсов.

а — схема модулятора; *б* — возникновение импульсов, модулированных по длительности, из пилообразного напряжения.

казанную на рис. 4-76. Включением последующего фильтра низких частот форма усиленного модуляционного напряжения может быть улучшена.

На рис. 4-77 показана схема стабилизатора напряжения на мощном транзисторе. При включении транзистор T_2 оказывается отпертым и электролитический конденсатор относительно большой емкости на выходе заряжается. Параллельно конденсатору включен транзистор T_1 и кремниевый стабилитрон. Когда выходное напряжение становится больше суммы напряжения стабилизации стабилитрона и порогового напряжения транзистора T_1, последний отпирается, при этом отрицательный потенциал базы транзистора T_2 уменьшается

по абсолютной величине и внутреннее сопротивление транзистора T_2 увеличивается. Процесс ускоряется цепочкой обратной связи, вклю-

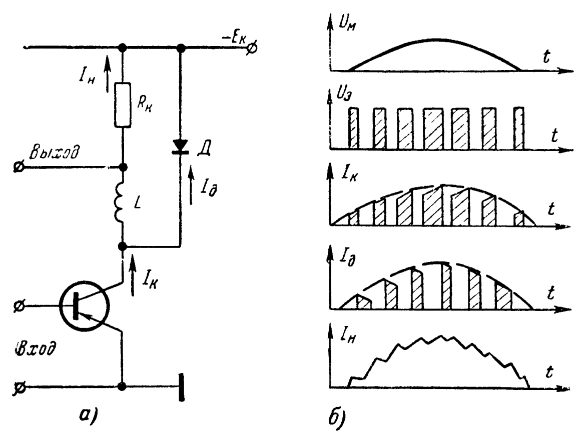


Рис. 4-76. Оконечный усилитель в режиме Д.

а — принципиальная схема, *б* — кривые токов и напряжений.

ченной между коллектором транзистора T_2 и базой транзистора T_1. Транзистор T_2 запирается При разряде выходного конденсатора напряжение на нем снижается и транзистор T_1 запирается. Тогда конденсатор заряжается через транзистор T_2, и «игра» начинается заново.

Транзисторы T_1 и T_2 образуют астабильный мультивибратор, частота и коэффициент заполнения которого регулируются входным напряжением и выходным током так, что $U_{вых}$ всегда остается постоянным

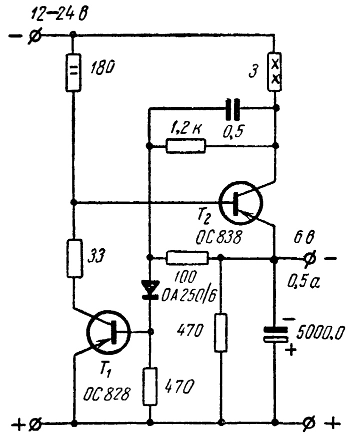


Рис. 4-77. Стабилизатор напряжения на мощном транзисторе

Преобразователи напряжения

Другой важной областью использования транзистора как ключа является применение их для повышения постоянного напряжения. Для этого постоянное напряжение превращается транзисторным генератором в импульсное, которое повышается, а затем выпрямляется. По тому же принципу работает механический вибропреобразователь, однако преобразователи напряжения на транзисторах, называемые также трансфертерами, обладают целым рядом преимуществ: они не чувствительны к тряске, излучают малый спектр помех, могут

работать на частотах до 20 *кгц* и выше (вибропреобразователь может работать на частотах не выше 200 *гц*), имеют более высокий к. п. д.

Различают два основных типа преобразователей: трансфертер с самовозбуждением и трансфертер с посторонним возбуждением. В первых одни и те же транзисторы применяются как для возбуждения колебаний, так и для усиления. В трансфертерах с посторонним возбуждением генерирование и усиление импульсов производятся

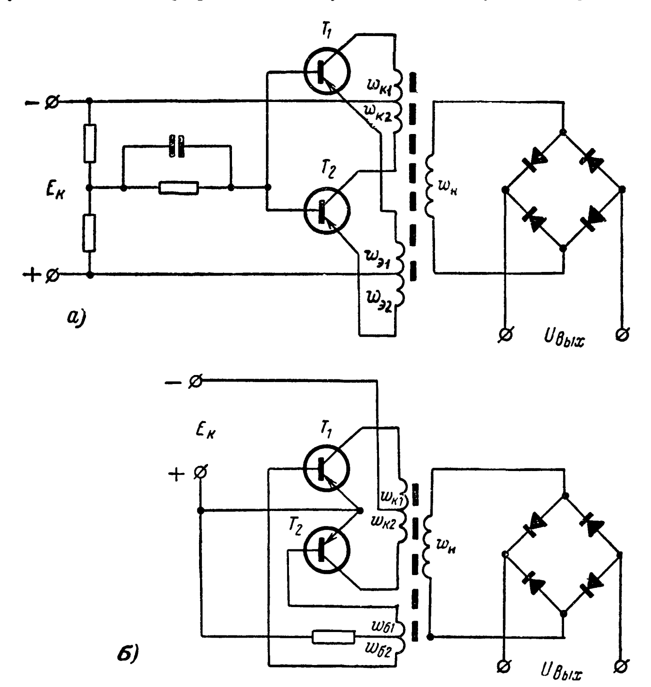


Рис. 4-78. Принципиальные схемы двухтактных трансфертеров.

а — по схеме с общей базой; *б* — по схеме с общим эмиттером

различными транзисторами. Такие преобразователи напряжения применяются для мощности 30—50 *вт* и выше.

Для преобразования больших мощностей применяются схемы двухтактных преобразователей, как, например, приведенные на рис. 4-78, с помощью которых легко осуществляется генерирование симметричных прямоугольных импульсов. Наиболее часто встречается включение транзисторов по схеме с общим эмиттером, и только при высоких питающих напряжениях (свыше 30 *в*) предпочтение отдается схеме с общей базой.

Рассмотрим принцип работы двухтактного преобразователя, схема которого дана на рис. 4-78, *б*. Трансформатор *Тр* намотан на сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса и имеет три обмотки: кол-

лекторную $w_к$, базовую $w_б$ и выходную $w_н$. Для облегчения возможности возникновения генерации на базе обоих транзисторов подается небольшое отрицательное напряжение.

В момент включения изменение коллекторного тока индуцирует в соответствующей базовой обмотке напряжение, благодаря которому транзистор отпирается. В базовой обмотке другого транзистора индуцируется напряжение в положительной полярности, и этот транзистор остается в запертом состоянии. Так продолжается до тех пор, пока магнитный поток не достигнет насыщения. Это значит, что изменение магнитного потока практически равно нулю и, следовательно, в базовой обмотке больше не индуцируется напряжение. Это приводит к уменьшению коллекторного тока, что вызывает индуцирование в базовой обмотке напряжения уже другой полярности, т. е. теперь уже первый транзистор оказывается запертым, а второй — отпертым. Этот процесс повторяется снова.

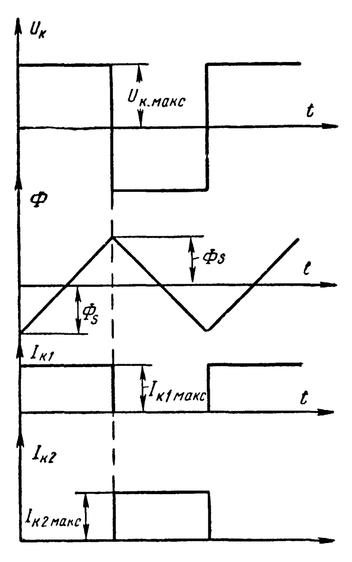


Рис. 4-79. Форма магнитного потока и коллекторных токов двухтактного трансфертера.

На рис. 4-79 показаны напряжения и токи, протекающие в двухтактной схеме. Скорость процесса перехода от состояния проводимости к запертому состоянию зависит от собственной емкости запорных слоев транзистора, обмоток и индуктивности рассеивания трансформатора, а также предельной частоты усиления применяемого транзистора. Прямоугольная форма импульсов искажается, особенно в том случае, когда вторичная обмотка имеет большое количество витков и рассчитана на большое напряжение (вследствие большой емкости между витками). Тогда включение и выключение длится дольше, что приводит к повышению потерь.

Достоинством двухтактного трансфертера является его невосприимчивость к коротким замыканиям. Если произойдет замыкание вторичной обмотки, то в трансфертере просто-напросто сорвутся колебания.

Напряжение на половине коллекторной обмотки рассчитывается по формуле

$$U_к = 4fw_кB_мQ \cdot 10^{-4} \ [в],$$

где f — частота колебаний трансфертера; $w_к$ — число витков коллекторной обмотки; Q — эффективное сечение сердечника, *см*^{2}; $B_м$ — максимальная индукция, *тл*.

Сердечник, собранный из трансформаторной стали, не имеет прямоугольной петли гистерезиса, и значение максимальной индукции берется равным 60—80% значения индукции насыщения. Значение

$B_м$ можно определить экспериментально, если на сердечник, предназначенный для работы в трансфертере, намотать пробную катушку, например 2×20 витков, и замерить частоту генерации. Тогда для $B_м$ имеем:

$$B_м = \frac{U_к \cdot 10^4}{4f}.$$

Для трансформаторной стали можно положить $B_м = 85 \cdot 10^6$ *тл*. Транзисторы выбирают из условия максимальной мощности рассеивания. Мощность, отдаваемая преобразователем, равна $P_н = U_н I_н$, где $U_н$ и $I_н$ — напряжение и ток в обмотке $w_н$.

В случае двухполупериодного выпрямителя, включенного на выходе преобразователя, $P_н$ равно:

$$P_н = U_н I_н \sqrt{2}.$$

Значение амплитуды коллекторного тока должно быть не больше допустимого. Оно определяется по формуле

$$I_{к.\,макс} = \frac{P_н}{\eta U_к},$$

где η — к. п. д. трансфертера. Выбранные транзисторы должны выдерживать напряжение между коллектором и эмиттером, равное 2,4 $U_к$.

Номинальная мощность применяемого трансформатора должна равняться:

$$P'_{ном} = 1{,}3 U_н I_н,$$

если вторичная обмотка предназначена для подключения двухполупериодного выпрямителя или выпрямителя с удвоением напряжения, и

$$P'_{ном} = 2{,}1 U_н I_н$$

для двухполупериодного выпрямления.

Плотность тока в обмотках трансформатора можно допустить равной 3—4 *а/мм*².

Генерируемая частота выбирается равной в большинстве случаев 500—5 000 *гц* прежде всего потому, что на высоких частотах сердечник из железа имеет большие потери, что уменьшает к. п. д. трансфертера.

По приведенной выше формуле можно рассчитать число витков коллекторной обмотки. Число витков базовой обмотки определяется по формуле

$$w_б = w_к U_б / U_к,$$

а число витков обмотки нагрузки — из формулы

$$w_н = w_к \frac{U_н}{U_к}.$$

Ток, на который должна быть рассчитана коллекторная обмотка, равен:

$$I_к \approx 0{,}75 I_{к.\,макс}.$$

Ток в базовой обмотке

$$I_б \approx 0{,}75 I_{б.\,макс} \approx \frac{1-\alpha}{\alpha} \frac{I_{к.\,макс}}{\sqrt{2}}.$$

Как известно, диаметр провода рассчитывается по формуле

$$d = 1{,}13\sqrt{\frac{I}{q}},$$

где q — плотность тока, *а/мм²*.

Для уменьшения индуктивности рассеивания, наличие которой сглаживает прямоугольную форму импульсов, необходимо коллекторную и базовую обмотки выполнять бифилярно.

Мощность рассеивания на коллекторе одного транзистора равна:

$$P_{\text{к}} = \Delta U_{\text{к. э}} \frac{I_{\text{к. макс}}}{2}.$$

Эта формула справедлива для идеально правильной прямоугольной формы импульсов. Однако на практике импульс коллекторного тока имеет трапецеидальную форму (рис. 4-80), поэтому мощность рассеивания увеличивается. Добавочная мощность равна:

$$\Delta P_{\text{к}} = \frac{1}{3} U_{\text{к}} I_{\text{к. макс}} \frac{t_1}{T},$$

где t_1 — длительность переднего и заднего фронтов импульса. Чем больше форма импульсов отклоняется от прямоугольной, тем больше соотношение t_1/T, а следовательно, и мощность рассеивания. Она является суммой $P_{\text{к}}$ и $\Delta P_{\text{к}}$. Таким образом,

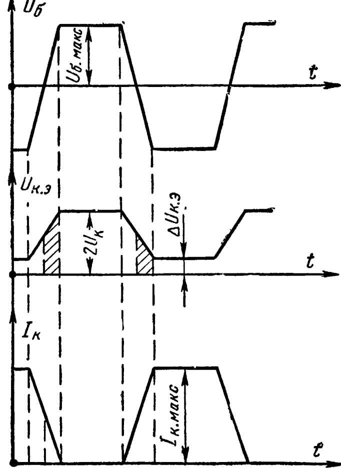


Рис. 4-80. Форма коллекторного тока и базового напряжения одного из транзисторов двухтактного трансфертера.

$$P_{\text{к. общ}} = \frac{1}{2} \Delta U_{\text{к. э}} I_{\text{к. макс}} + \frac{1}{3} U_{\text{к}} I_{\text{к. макс}} \frac{t}{T}.$$

Так как мощность рассеивания известна, можно определить поверхность радиатора.

Емкость конденсатора фильтра выпрямителя рассчитывается по формуле

$$C_{\text{ф}} = (1\text{—}2)\, 10^6 \frac{I_{\text{н}}}{f U_{\text{н}} p} \ [\textit{мкф}],$$

где p — процентное отношение амплитуды напряжения фона к напряжению $U_{\text{н}}$.

Для примера рассчитаем по приведенной методике трансфертер, который при напряжении питания 12 *в* должен давать напряжение 200 *в* при токе в нагрузке 50 *ма*. Выпрямление производится двухполупериодным выпрямителем, собранным по мостовой схеме на германиевых плоскостных диодах.

Так как на дросселе фильтра падает 15% напряжения, то напряжение на вторичной обмотке трансформатора равно:

$$U_н = U_{пост} + 4U_в + U_{др} = 234 \text{ в},$$

где $U_в$ — падение напряжения на выпрямителе (принятое равным 1 *в*); $U_{др} = 0,15$ $U_{пост}$ ($I_{пост} = 0,05$ *а*).

Теперь выберем частоту генерации, предположим, 1 000 *гц*. Если допустимая пульсация выходного напряжения равна 5%, то емкость конденсатора фильтра равна $C_ф = 0,08$ *мк* (берем 0,1 *мкф*).

Мощность во вторичной цепи равна $P_н = U_н I_н = 11,7$ *вт*. Взяв к. п. д. равным 70%, определим максимальный коллекторный ток одного транзистора $I_{к.макс} = P_н/\eta U_к = 1,43 а$. Максимальное напряжение питания равно 2,4 $U_к = 28,8$ *в*. Номинальная мощность трансформатора равна:

$$P'_{ном} = 1,3\ U_н I_н = 12 \text{ вт}.$$

Таким образом, можно применить сердечник М55 с $B_м = 1 \cdot 10^8$ *тл*. Остаточное напряжение коллектора $\Delta U_{к.э}$ равно 0,5 *в*. Сечение сердечника 1,5 *см*^{2}. Таким образом, число витков коллекторной обмотки $w_к$ равно 19, базовая обмотка имеет шесть витков. Число витков вторичной обмотки $w_н$ равно 384. В коллекторной обмотке протекает ток 1,09/1,41 = 0,72*а*. Диаметр провода $d_к = 1,13\sqrt{0,72/4} = 0,48$ *мм*. При $\alpha = 0,9$ в базовой обмотке протекает ток $I_б = (1,09/1,41)\ (0,1/0,9) = 0,08$ *а*, и для нее достаточен диаметр провода 0,2 *мм*. Если отклонение t_1/T принять равным 0,05, то мощность рассеивания на коллекторе одного транзистора равна:

$$P_{к.\ общ} = 0,25 + 0,21 = 0,46 \text{ вт}.$$

Если трансфертер должен работать при температуре + 50° С с полной нагрузкой, то радиатор должен иметь поверхность 30 *см*^{2}.

Резистор в базовой цепи, который необходим для возникновения колебаний, должен иметь сопротивление:

$$R_1 = \frac{3-4}{I_{б.\ ср}} = 3,5/(I_б \cdot 1,41) = 32 \text{ ом}.$$

Если на нем должно падать напряжение смещения базы 0,5—1 *в*, то резистор R_2 делителя напряжения должен иметь сопротивление

$$R_2 = R_1 \frac{U_к - U_{R_1}}{U_{R_1}} = 330 \text{ ом}.$$

При напряжении питания 12 *в* ток утечки равен 33 *ма*, таким образом, к. п. д. равен:

$$\eta = \frac{P_н}{U_к I_к} = 9,2/13,44 = 68,5\%.$$

На рис. 4-81 показана полная схема рассчитанного нами трансфертера. Дроссель фильтра можно также намотать на сердечнике М55. Он имеет 4 000 витков провода диаметром 0,15 *мм*. Сердечник дросселя имеет воздушный зазор 0,5 *мм*.

Если требуется высокая стабильность выходного напряжения, то напряжение питания трансфертера можно стабилизировать. В тран-

зисторной технике есть схемы стабилизаторов, похожие на схемы, которые применяются в ламповой технике.

Для нашего трансфертера можно применить стабилизатор, схема которого приведена на рис. 4-82. Здесь применен кремниевый стабилитрон на рабочее напряжение 12 *в*. Он является датчиком эталонного

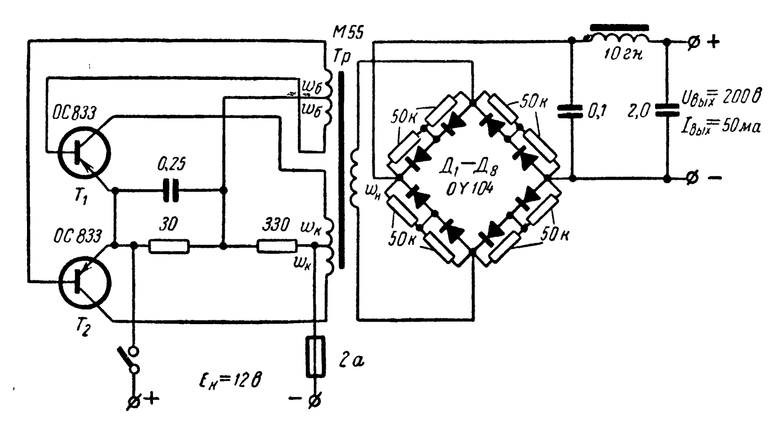


Рис. 4-81. Схема рассчитанного двухтактного трансфертера.

напряжения и регулирует внутреннее сопротивление мощного транзистора, который включен последовательно (по цепи питания) с трансфертером таким образом, что на трансфертер подается всегда одно и то же напряжение, равное образцовому. С помощью резистора *R* устанавливают ток, протекающий через кремниевый стабилитрон (около 5—10 *ма*). Электролитический конденсатор уменьшает внутреннее сопротивление схемы по переменному току.

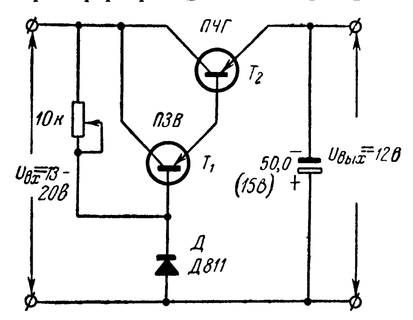


Рис. 4-82. Электронный стабилизатор напряжения питания трансфертера.

На рис. 4-83 дана схема стабилизатора с питанием от сети переменного тока. Со вторичной обмотки на выпрямитель подается напряжение 16 *в*. После фильтра напряжение поступает на регулирующий транзистор T_1. С кремниевого стабилитрона *Д* снимается эталонное напряжение около 6 *в*. Транзистор T_2 совместно с мощным транзистором образует составной транзистор («тандем»).

Коэффициент стабилизации приближенно равен произведению динамических коэффициентов усиления по току, в нашем случае около 1 000. Таким образом, выходное напряжение поддерживается с точностью до нескольких милливольт.

Очень удобным при питании полупроводниковых приборов является замена дросселя фильтра транзистором, особенно если потребляемый ток не более 1 *а*. Схема включения такого транзистора приведена на рис. 4-84. Такой транзистор эквивалентен дросселю индук-

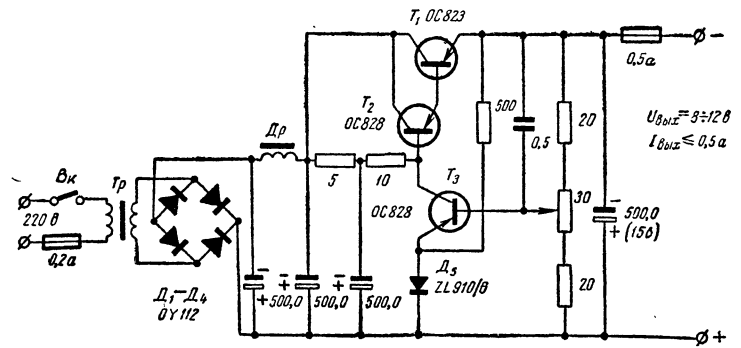


Рис. 4-83. Схема выпрямителя с электронным стабилизатором на транзисторах.

тивностью 10 *гн*. При эксплуатации транзистора необходимо обращать внимание на то, чтобы ток, протекающий через транзистор, не превышал допустимого значения.

На рис. 4-85 приведен еще один пример двухтактного трансфертера, рассчитанного на преобразование напряжения 12 и 24 *в* при входном токе 2,5 и 3,7 *а* соответственно. Сопротивление резистора R_1 равно 1 *ком* при $U_{вх} = 12$ *в* и 300 *ом* при $U_{вх} = 24$ *в*; сопротивление резистора R_2 равно соответственно 15 и 10 *ом*. В трансфертере можно применить транзисторы типа П202А или П4Г. Моточные данные трансформатора для двух питающих напряжений приведены в табл. 11.

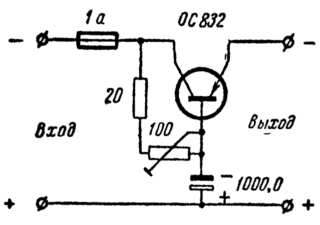


Рис. 4-84. Включение транзистора вместо дросселя фильтра.

Выше уже было сказано, что двухтактный трансфертер не боится коротких замыканий. При перегрузке он просто-напросто перестает генерировать. Это свойство однако является недостатком, когда в фильтре выпрямителя применены электролитические конденсаторы большой емкости. При включении через конденсатор протекает большой ток заряда, что приводит к срыву генерации.

Избавиться от этого недостатка можно применением ограничивающего резистора в цепи нагрузки так, как это показано на рис. 4-86. Этот резистор ограничивает начальный ток и препятствует срыву колебаний. После установления колебаний резистор закорачивается контактами реле.

Конденсатор, включаемый параллельно обмотке реле, увеличивает время срабатывания реле. Одна пара контакта реле закорачивает

Таблица 11

Моточные данные трансформатора для $U_{вх} = 12$ *в*; $P_{вых} = 30$ *вт*				Моточные данные трансформатора для $U_{вх} = 24$ *в*; $P_{вых} = 50$ *вт*			
Обмотка	Число витков	Провод	Примечания	Обмотка	Число витков	Провод	Примечания
w_1	2×48	ПЭВ0,7	Намотка бифилярная	w_1	2×70	ПЭВ0,65	Намотка бифилярная
w_2	2×75	ПЭВ0,35	То же	w_2	2×95	ПЭВ0,25	То же
w_3	1 300	ПЭВ0,2	Для $U_{вых} = 250$ *в*	w_3	900	ПЭВ0,25	Для $U_{вых} = 250$ *в*
w_3	2 400	ПЭВ0,15	Для $U_{вых} = 450$ *в*	w_3	1 300	ПЭВ0,22	Для $U_{вых} = 450$ *в*

ограничивающий резистор, другая при срабатывании реле отключает вспомагательный резистор, служащий для облегчения возникновения

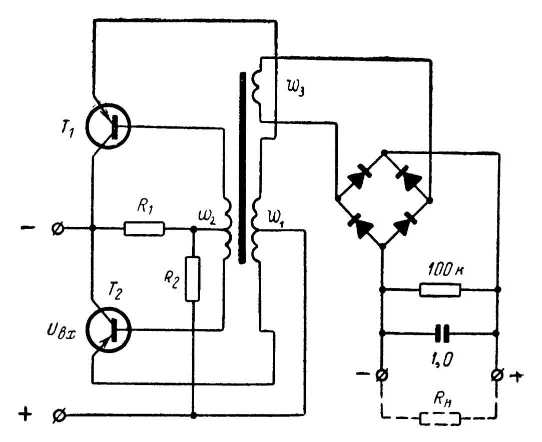


Рис. 4-85. Двухтактный трансфертер.

колебаний. Отключение этого вспомогательного резистора позволяет получить экономию потребляемой мощности.

Улучшить условия возникновения генерации можно включением терморезистора в цепь выходного напряжения. Терморезистор в хо-

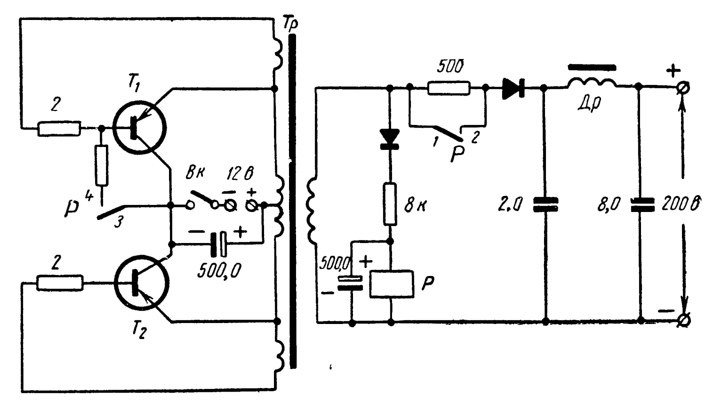


Рис. 4-86. Двухтактный трансфертер с включением реле для улучшения условий возникновения генерации.

лодном состоянии имеет сопротивление около 100 *ом*. При прохождении тока он нагревается и его сопротивление снижается до 10 *ом*. Так как это происходит не мгновенно, то перегрузка не наступает и генерация не срывается.

Однотактные трансфертеры бывают трех видов: блокирующий преобразователь (ток в нагрузку отдается в момент, когда транзистор заперт); суммирующий преобразователь (мощность отбирается и когда транзистор отперт, и при запертом транзисторе); потоковый преобразователь (мощность отбирается только в момент, когда транзистор отперт. Наблюдается незначительная зависимость выходного напряжения от потребляемой мощности).

На рис. 4-87 показана схема простого блокирующего преобразователя. Он работает по следующему принципу: при включении напряжения питания на индуктивности L_1 падает напряжение $E_к - U_{к.э}$, так как на базу транзистора подается отрицательное напряжение и он проводит. Среднее нарастание тока, таким образом, $\Delta I_к/\Delta t = (E_к - U_{к.э})/L_1$. Линейное нарастание продолжается до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим насыщения. Через индуктивность L_3 в этот момент на базу транзистора подается положительное напряжение, и транзистор быстро запирается. В этот момент магнитная энергия, накопленная в индуктивности L_1, равна:

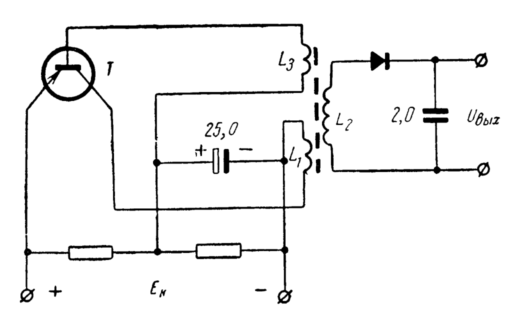


Рис. 4-87. Однотактный трансфертер по схеме блокирующего преобразователя.

$$E_м = \frac{1}{2} L_1 I^2_{к.\,макс}.$$

Когда ток $I_к$ прерывается, эта энергия не может исчезнуть мгновенно, а почти полностью переходит во вторичную цепь, причем в это время через конденсатор протекает ток заряда. Когда он становится равным нулю, транзистор по причине обратной связи начинает проводить ток, и картина повторяется заново.

Наилучший к. п. д. блокирующего преобразователя достигается при отношении времени, в течение которого транзистор проводит, к времени, в течение которого транзистор заперт, равном $1 \div 1{,}5$.

Выходное напряжение блокирующего преобразователя сильно зависит от потребляемой мощности. При малой нагрузке трансфертер может выйти из строя, поэтому в цепь нагрузки рекомендуется включать неоновую лампочку, имеющую напряжение зажигания на 10—30 *в* больше номинального напряжения, и ограничивающий резистор последовательно с нею.

Суммирующий преобразователь, схема которого дана на рис. 4-88, отличается от блокирующего преобразователя только схемой выпрямителя. Такая схема имеет более высокий к. п. д., так как энергия отбирается и в то время, когда транзистор отперт, и тогда, когда он заперт. Однако двухполупериодного выпрямления здесь не происходит, потому что энергия одного периода не равна энергии другого. В большинстве случаев энергия, получаемая в период, когда транзи-

стор проводит, в 1,5 раза меньше энергии, получаемой в период, когда транзистор заперт.

Суммирующий преобразователь имеет меньшую зависимость выходного напряжения от потребляемой мощности

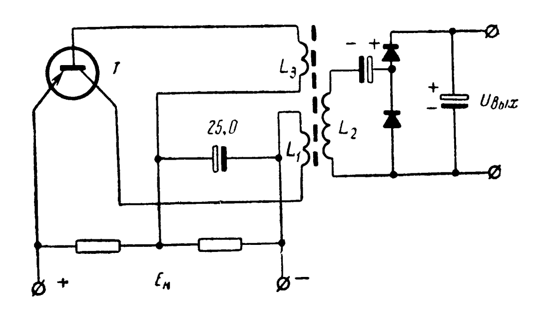


Рис. 4-88. Однотактный трансфертер по схеме суммирующего преобразователя

Отличительной чертой потокового преобразователя является наличие конденсатора C_2, включенного параллельно вторичной обмотке трансформатора (рис. 4-89). Для снижения потерь делитель базового напряжения делается частотно-зависимым. Частота последовательного контура $C_тL_т$ выбирается равной $^1/_4$—$^1/_2$ частоты трансфертера. Расчет следует производить так, чтобы амплитуда переменного тока, протекающего через делитель, была в 2—3 раза больше постоянного тока базы. Индуктивность L уменьшает амплитуду коллекторного напряжения Вместе с конденсатором она образует последовательный колебательный контур с частотой, равной частоте генерации трансфертера.

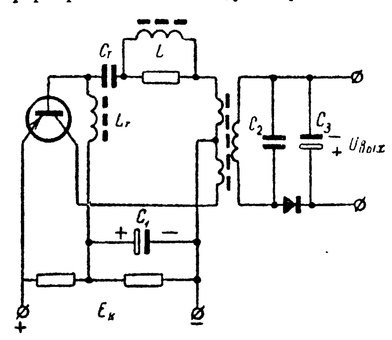


Рис. 4-89. Однотактный трансфертер по схеме потокового преобразователя

В заключение рассчитаем однотактный трансфертер (рис. 4-87). Он должен при напряжении питания 4,5 *в* давать напряжение 70 *в* при токе 3 *ма*. Частоту собственных колебаний выберем равной 20 *кгц*. Отношение времени запертого состояния к времени состояния проводимости ϑ установим равным 0,6. В качестве трансформатора применяется ферритовый броневой сердечник со значением $A_1 = 3 \cdot 10^{-7}$.

Ток, потребляемый первичной цепью, равен:

$$I_б = \eta_1 \frac{U_{вых} I_{вых}}{E_к} = 67 \text{ ма},$$

где η_1 — к. п. д. первичной цепи.

Максимальный коллекторный ток равен:

$$I_{к.\ макс} = \frac{2}{\vartheta} I_б = 218\ ма.$$

Магнитная энергия, накапливаемая в трансформаторе, рассчитывается по формуле:

$$E_м = \frac{I_{вых} U_{вых} T}{\eta_2} = \frac{70 \cdot 0{,}003 \cdot 5 \cdot 10^{-5}}{0{,}9} = 11{,}7 \cdot 10^{-6}\ вт,$$

где η_2 — к. п. д. вторичной цепи.

Индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = \frac{E_к - U_{к.\ э}}{I_{к.\ макс}} \vartheta T = 0{,}6 \cdot 10^{-3}\ гн = 600\ мкгн.$$

Для получения этой индуктивности на ферритовый сердечник необходимо намотать $w_1 = \sqrt{L_1/A_1} = 45$ витков. Коэффициент трансформации равен 70 : 4 = 17,5; таким образом, вторичная обмотка должна иметь 790 витков.

Число витков базовой обмотки рассчитывается по формуле

$$w_3/w_1 = \frac{3{,}5 \cdot U_{б.\ э.\ макс}}{E_к - U_{к.\ э}} = 0{,}44.$$

Если $U_{б.э.макс}$ принять равным 0,5 *в*, то $w_3 = 20$ витков.

Ток базы транзистора

$$I_б = I_{к.\ макс}/\beta = 5{,}5\ ма,$$

если принять равным $\beta = 40$.

Мощность обратной связи равна:

$$P_{о.\ с} = 3{,}5\ \vartheta U_{б.\ э.\ макс} I_б = 6\ мвт.$$

Делитель напряжения базы рассчитывается таким образом, чтобы $U_б$ было равно 1 *в*, при этом ток через делитель должен быть больше тока $I_б$.

Практически к. п. д. такого трансфертера равен 65—70%.

Применяемый транзистор должен иметь максимальный ток коллектора не менее 220 *ма* и выдерживать коллекторное напряжение не менее 12,6 *в*.

Так как детали, применяемые в трансфертере, имеют небольшие размеры, а при частоте 20 *кгц* вполне достаточно в качестве зарядного конденсатора применить конденсатор емкостью $(2 \div 5)10^3$ *пф*, трансфертер можно легко уместить в объеме двух спичечных коробков.

Все описанные трансфертеры необходимо хорошо экранировать, входные и выходные проводники присоединять через проходные конденсаторы, а также включать развязывающие дроссели. Эти мероприятия объясняются тем, что прямоугольные импульсы, генерируемые трансфертером, содержат большое количество гармоник, поэтому трансфертер может излучать помехи.

4-4. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В измерительной технике, а также в электронике очень часто применяются схемы, которые позволяют генерировать импульсы в точно определенное время. Из множества схем мы рассмотрим только наи-

более важные — мультивибраторы и блокинг-генераторы. И те и другие могут работать как в режиме автогенераций, так и в ждущем режиме (т. е. срабатывать от внешнего импульса).

Ламповые импульсные схемы известны давно. В то же время из-за наличия в транзисторах двух видов носителей зарядов создание

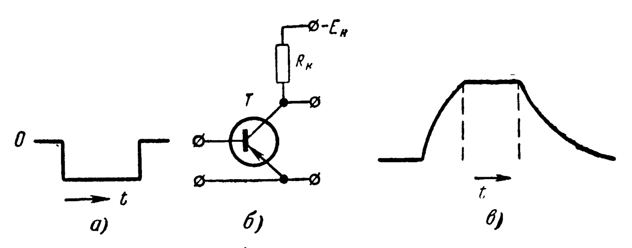


Рис. 4-90. Искажение идеального прямоугольного импульса при прохождении через усилительный каскад с общим эмиттером.

хорошо работающих импульсных схем на транзисторах было затруднено.

На рис. 4-90, *б* показан транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, на базу которого подается идеальный прямоугольный импульс (рис. 4-90, *а*). Импульс, выделяемый на резисторе нагрузки $R_к$, имеет форму, показанную на рис. 4-90, *в*. Он ограничен по амплитуде, так как коллекторный ток транзистора увеличивается только до тех

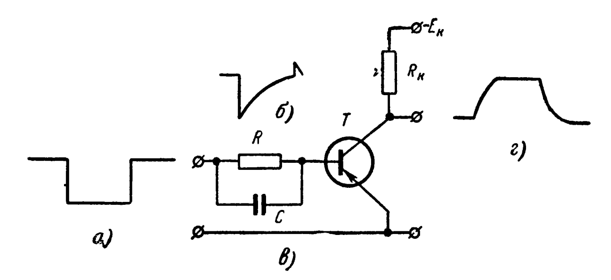


Рис. 4-91. *RC*-цепочка, служащая для уменьшения скопления носителей зарядов в базе.

пор, пока управляющее напряжение не превышает напряжения сгиба. Фронт его пологий, что объясняется небольшими предельными частотами, которые имеет транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, а также инертностью носителей зарядов. После прекращения базового тока коллекторный ток еще продолжает течь, и спад коллекторного импульса получается длинным.

Для того чтобы заряды не накапливались в базе, включается *RC*-цепочка (рис. 4-91). Цепочка состоит из резистора *R* сопротивлением $R = E_к/I_{б.\,макс}$ и конденсатора емкостью $C = Q/E_к$.

У низкочастотных транзисторов время нарастания импульсов равно нескольким десяткам микросекунд, время спада импульсов — около 100 *мксек.*

Специальные высокочастотные транзисторы позволяют получить в импульсных схемах фронт импульса менее 0,1 *мксек.*

Мультивибраторы

Если два транзистора связать соответствующим образом RC-цепочками, то мы получим усилитель с обратной связью, который носит название мультивибратора. Его схема приведена на рис. 4-92. Видно близкое родство с ламповыми схемами.

Пусть в момент включения проводит транзистор T_1. На его нагрузочном резисторе $R_{к1}$ падает напряжение $I_к R_{к1}$. Через конденсатор C_1 база второго транзистора соединяется с коллектором транзистора

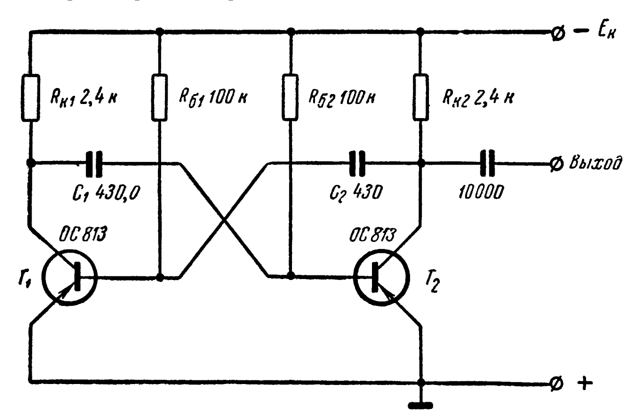


Рис. 4-92. Схема мультивибратора на плоскостных транзисторах.

T_1. В первый момент конденсатор C_1 незаряжен. База транзистора T_2 поэтому имеет сперва положительный потенциал, т. е. этот транзистор заперт. Спустя время $t = R_б C_1$ после включения конденсатор C_1 зарядится и база транзистора T_2 получит отрицательный потенциал. Через транзистор T_2 начнет течь ток, вызывающий падение напряжения на резисторе $R_{к2}$. Конденсатор C_2 заряжается, и база транзистора T_1 получает положительный потенциал, тем самым транзистор T_1 запирается. Транзистор T_2 полностью отпирается.

Транзисторы воздействуют друг на друга по очереди. Время, за которое происходит смена состояний, зависит от емкостей конденсаторов C_1 и C_2, а также сопротивлений резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$. Когда $C_1 = C_2$ и $R_{б1} = R_{б2}$, мультивибратор называется симметричным. В таком мультивибраторе время, в течение которого транзистор T_1 заперт, равно времени, в течение которого он отперт.

Расчет мультивибратора заключается в определении величин его отдельных элементов, при которых получается желаемая форма

импульсов. В симметричном мультивибраторе это выполнимо без особого труда.

Максимальная частота повторения импульсов f_i, при которой сохраняется прямоугольная форма импульсов, равна $0{,}2\, f_\beta$, где f_β — максимальная частота усиления в схеме с общим эмиттером:

$$f_i = \frac{1}{t_i + T}.$$

Если амплитуда импульсов равна $U_к$, то напряжение источника питания $E_к = 1{,}2 U_к$. Сопротивление резистора нагрузки рассчитывается по формуле

$$R_к = E_к / I_к,$$

где $I_к$ — амплитуда импульса коллекторного тока, который должен быть всегда меньше допустимого.

Сопротивление резистора смещения определяется по формуле

$$R_б = \beta_0 R_к,$$

где β_0 — среднее значение усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Емкости конденсаторов связи:

$$C_1 = \frac{t_i (R_б + r_{к1})}{0{,}7\, R_б r_{к1}}; \quad C_2 = \frac{T (R_б + r_{к2})}{0{,}7\, R_б r_{к2}}.$$

Сопротивления $r_{к1}$ и $r_{к2}$ определяются по формуле $r_к = E_к / I_{к0э}$. Для примера рассчитаем мультивибратор, собранный по схеме рис. 4-92. Мультивибратор должен генерировать частоту 20 *кгц*. Он должен быть симметричным, т. е. каждый импульс должен иметь длительность 25 *мксек*. Коллекторное напряжение должно равняться 10 *в*, тем самым напряжение питания равно 12 *в*. Резистор $R_к$ при допустимом токе 10 *ма* должен иметь сопротивление 2,4 *ком*, если положить $I_{кi} = 0{,}5 U_{к.макс}$. При средней величине усиления по току (β_0, равном 40) сопротивление резистора $R_б = 40 \cdot 2{,}4$ *ком* (приближенно 100 *ком*).

Запорное сопротивление коллекторного перехода $r_к = U_к / I_{к0э} = 500$ *ком*. Отсюда для симметричного мультивибратора $C_1 = C_2 = 430$ *пф*.

Применяемые транзисторы должны иметь максимальную частоту усиления в схеме с общим эмиттером, равную 100 *кгц*.

Данная схема хорошо подходит для получения широких импульсов, имеющих невысокую частоту повторения.

Схема мультивибратора включением последовательного контура в одну из цепей обратной связи может быть превращена в схему высокостабильного генератора синусоидальных колебаний. Такой генератор имеет крайне малую зависимость от параметров транзисторов. Частота его определяется параметрами колебательного контура. Мультивибратор служит только для периодического подвода энергии. Схема мультивибратора с колебательным контуром показана на рис. 4-93. Катушку индуктивности контура наматывают на ферритовом броневом сердечнике, на нем же наматывают и катушку связи. Катушка контура имеет 2 500 витков провода ПЭВ0,1. Броневой ферритовый сердечник имеет диаметр 22 *мм*. Количество витков катушки связи зависит от желаемого выходного напряжения.

Полупроводниковые диоды, включаемые в цепь базы транзисторов, служат для ограничения по напряжению и для улучшения

синусоидальной формы выходного напряжения. Включение последовательного колебательного контура в цепь обратной связи делает частоту генерируемого напряжения почти не зависимой от питающего

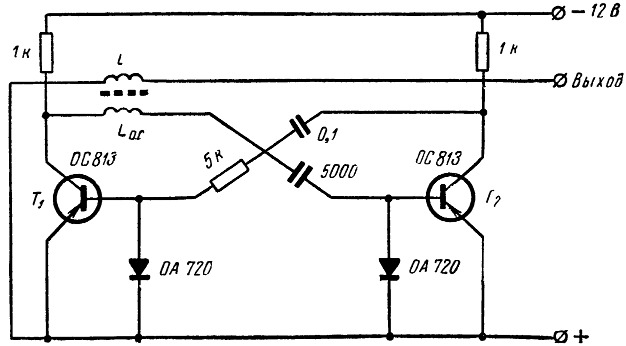


Рис 4-93. Схема мультивибратора с последовательным колебательным контуром.

напряжения. При изменении последнего на 1 *в* генерируемая частота (1 000 *гц*) изменялась всего на 0,1%.

Генератор при напряжении 12 *в* потребляет ток 12 *ма*.

На рис. 4-94 показаны формы напряжений на коллекторах транзисторов и на катушке индуктивности.

Если напряжение, генерируемое мультивибратором, должно иметь хорошую прямоугольную форму, то в его схему можно ввести каскад на транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором (аналогично тому, как в ламповых схемах вводится катодный повторитель). На рис. 4-95 дана улучшенная схема мультивибратора с промежуточным каскадом, собранным по схеме с общим коллектором. Период колебаний этого мультивибратора приближенно равен $1{,}4RC_2$.

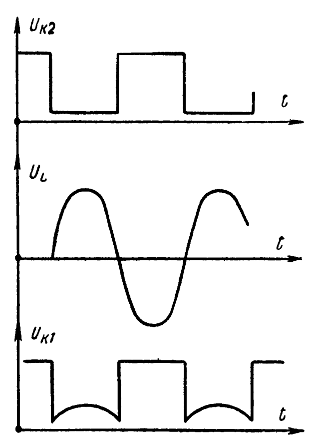


Рис. 4-94 Формы напряжений в некоторых точках схемы рис. 4-93

Если в мультивибраторе ветвь связи, состоящую из конденсатора и резистора, заменить ветвью, состоящей только из резистора, то мы получим моностабильный мультивибратор. Он работает следующим образом: при подаче на вход мультивибратора импульса короткой длительности мультивибратор срабатывает и на выходе получается прямоугольный импульс, длительность которого определяется параметрами ветви связи Подобные схемы применяются для преобразования короткого входного импульса в импульс определенной длительности.

Пример подобной схемы моностабильного мультивибратора приведен на рис. 4-96. Длительность выходного импульса определяется приближенно из формулы $T = 0,7RC$.

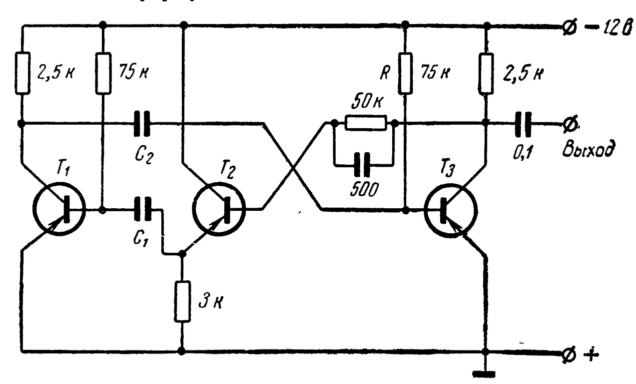


Рис. 4-95. Улучшенная схема мультивибратора.

Интересным примером применения транзисторного мультивибратора может служить датчик световых импульсов. Длительность импульса мультивибратора составляет несколько секунд. Длитель-

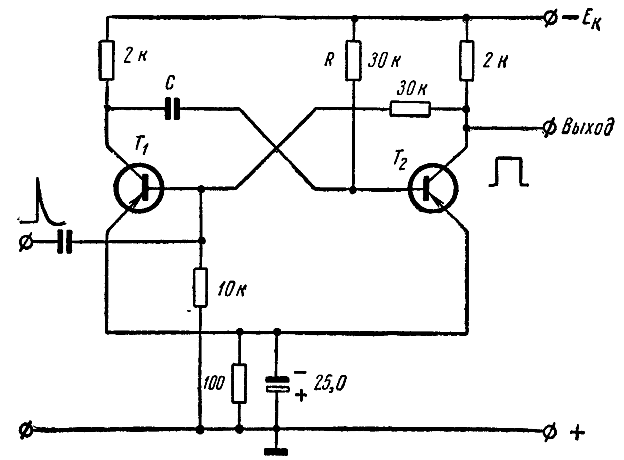


Рис. 4-96. Моностабильный мультивибратор на плоскостных транзисторах.

ность пауз устанавливается изменением постоянной времени RC-цепочек. Рисунок 4-97 дает схему датчика световых импульсов, которая была построена автором. Астабильный мультивибратор, собранный на транзисторах T_1 и T_2, генерирует прямоугольные импульсы длительностью несколько секунд, которые подводятся к каскаду, собранному

на транзисторе T_3 по схеме с общим коллектором. Лампочка накаливания, включенная в цепь эмиттера, периодически зажигается. При номиналах резисторов и конденсаторов, приведенных на схеме, время свечения лампочки лежит в пределах 0,2—3 *сек* и длительность пауз — в пределах 0,3—15 *сек*. Величина тока, потребляемого лампочкой накаливания, не должна превышать допустимого тока транзистора. Если требуется применение лампы накаливания значительной мощности, то необходимо применить либо соответствующий транзистор, либо электромагнитное реле.

Применяемые электролитические конденсаторы должны иметь минимальный ток утечки. При больших значениях тока утечки мультивибратор вообще не генерирует.

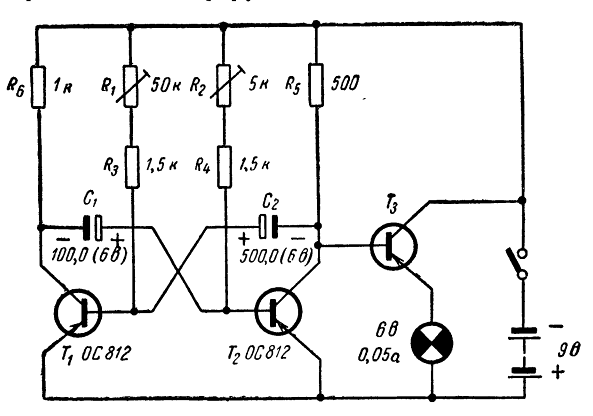


Рис. 4-97. Схема датчика световых импульсов.

В схеме можно убрать транзистор T_3, а вместо транзистора T_2 поставить мощный транзистор. Тогда лампочку следует включить вместо резистора R_5. Напряжение питания можно снизить до 4,5 *в*.

Весь датчик можно поместить в футляре карманного фонаря.

Для деления частоты и в схемах вычислительных устройств применяются бистабильные мультивибраторы —мультивибраторы с двумя стабильными состояниями. От первого импульса мультивибратор переходит во второе стабильное состояние, от второго импульса он возвращается в исходное состояние. Отсюда видно, что от двух исходных импульсов мультивибратор дает только один импульс. Таким образом, частота делится в соотношении 1 : 2. Если включить последовательно *n* таких каскадов, то частота будет поделена в отношении $1 : 2^n$.

На рис. 4-98 дана схема симметричного триггера.

Если предварительно заданы частота входного сигнала и перепад коллекторного напряжения, то расчет можно производить по следующей схеме: транзисторы должны иметь максимальную частоту усиления в схеме с общим эмиттером (f_β), не менее чем в 3 раза большую максимальной входной частоты. Таким образом, $f_\beta \geqslant 3f_i$. Если каскад должен безупречно работать на частоте 100 *кгц*, то применяемые транзисторы должны иметь $f_\beta = 300$ *кгц*.

Напряжение питания выбирается по формуле $E_к = 1{,}4U_к$. Таким образом, если $U_к = 5$ *в*, то напряжение $E_к = 7$ *в*.

Сопротивление резистора нагрузки

$$R_к = E_к/I_{кi} = E_к/0{,}5I_{к.\,макс}.$$

В нашем случае $I_{кi} = 5$ *ма*, тогда $R_к = 1{,}4$ *ком*.

По причине уменьшения времени перехода из одного состояния в другое для сопротивления резистора $R_к$ должно выполняться неравенство

$$R_к < \frac{0{,}4}{f_\beta C_{б'.к}},$$

где $C_{б.'к}$ — емкость коллекторного запорного слоя транзистора.

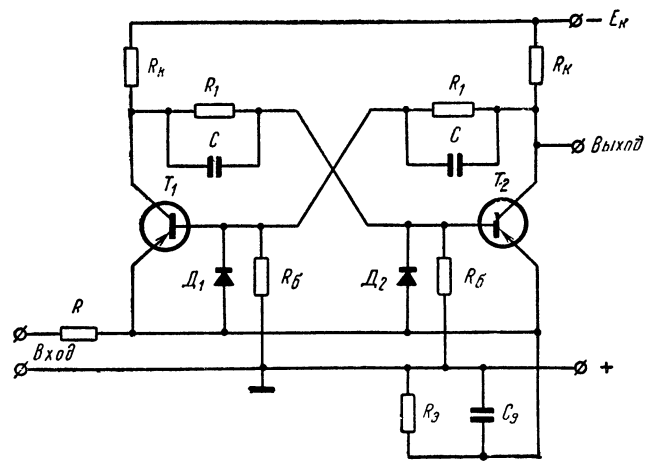


Рис. 4-98. Симметричный триггер с автоматическим смещением.

В общем случае она равна 10—50 *пф*. Здесь мы примем ее равной 20 *пф*. Отсюда следует, что сопротивление $R_к$ должно быть меньше $6{,}7 \cdot 10^4$ *ом*, что при $R_к = 1{,}4$ *ком* перевыполняется с избытком.

Сопротивление резистора R_1 определяется из формулы

$$R_1 = \left(\frac{\beta_0 - 1}{1 + \beta_0 \dfrac{R_к I_{коэ}}{E_к}}\right) R_к,$$

где β_0 — среднее значение усиления по току транзистора;

$I_{коэ}$ — остаточный ток коллектора при наибольшей окружающей температуре Положив его равным 100 *мка*, а $\beta = 20$, получаем $R_1 = 18{,}6$ *ком* (округленно 20 *ком*).

Сопротивление $R_б$ рассчитывается по формуле

$$R_б = \frac{\dfrac{R_1}{R_1 + R_к} E_к - U_к}{I_{коэ.\,макс}}.$$

Для нашего случая сопротивление резистора $R_б$ равно 15,5 *ком* (можно взять 15 *ком*).

Сопротивление резистора в цепи эмиттера определяется по формуле:

$$R_э = \frac{R_б I_{коэ.\,макс} R_к}{E_к - R_б I_{коэ.\,макс}}.$$

В нашем примере оно равняется 390 *ом*. Для емкости конденсатора, включаемого параллельно этому резистору, должно выполняться неравенство

$$C_э \geqslant \frac{1}{R_э \omega_\beta}.$$

Таким образом, конденсатор должен иметь емкость более 1 000 *пф*. Мы возьмем ее равной 5 000 *пф*.

Емкость конденсатора связи рассчитывается по формуле

$$C = \frac{0,6}{f_\beta R_к}.$$

Таким образом, $C = 1\,500$ *пф*.

Блокинг-генераторы

В мультивибраторе для получения обратной связи в нужной фазе применялись два транзистора. Можно сэкономить один транзистор и в то же время получить обратную связь в необходимой фазе,

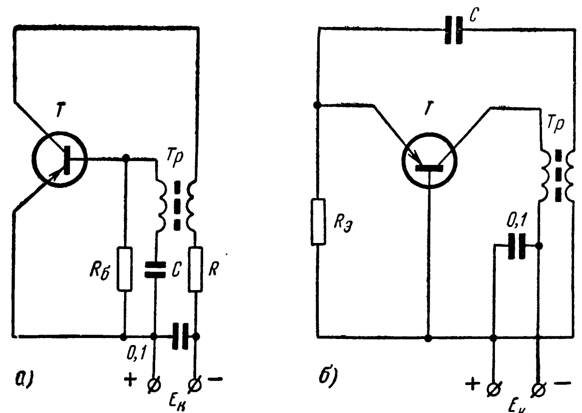


Рис. 4-99. Различные схемы блокинг-генераторов.

если применить трансформатор. Генератор импульсов, работающий по этому принципу, называется блокинг-генератором.

На рис. 4-99 даны два варианта генератора: генератор с включением транзистора по схеме с общим эмиттером (рис. 4-99, *а*) и генератор с включением транзистора по схеме с общей базой (рис. 4-99, *б*).

Принцип работы блокинг-генератора (рис. 4-99, *а*) следующий: при включении по коллекторной обмотке $w_к$ протекает небольшой ток.

Благодаря правильному включению выводов базовой обмотки $w_б$ на базу транзистора подается отрицательное все возрастающее напряжение. Оно переводит транзистор в режим насыщения. В этот момент в базовой обмотке напряжение не индуцируется, и транзистор оказывается запертым. Через время, определяемое сопротивлением резистора $R_б$ и емкостью конденсатора C, транзистор вновь отпирается и цикл повторяется. Блокинг-генератор по схеме рис. 4-99, *б* работает аналогично.

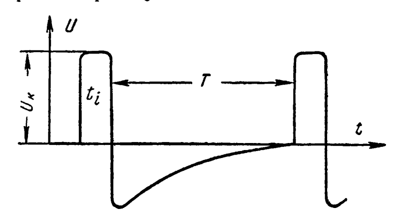


Рис. 4-100. Форма импульса, генерируемого блокинг-генератором.

Форма коллекторного напряжения показана на рис. 4-100. Она получается такой тогда, когда трансформатор имеет большую индуктивность рассеивания или его коллекторная обмотка оказывает большое сопротивление постоянному току. При трансформаторе с меньшими потерями импульсы не имеют плоской вершины. Трансформатор рассчитывается так, чтобы он имел передаточное соотношение 3 : 1 — 5 : 1 (от коллектора к базе). Импульсы блокинг-генератора имеют длительность несколько микросекунд и коэффициент заполнения от 50 до 100. Напомним, что под коэффициентом заполнения понимается отношение периода следования импульсов к длительности импульса. Предельная частота применяемого транзистора определяется по минимально возможной длительности импульса: $f_\beta \geqslant 1/t_i$.

Рассчитываем схему блокинг-генератора с общим эмиттером. Напряжение питания выбирается по формуле $E_к = 1{,}2\ U_к$, где $U_к$ — желаемая амплитуда коллекторных импульсов. Сопротивление резистора R, включенного последовательно с обмоткой трансформатора $w_к$, служит для предохранения транзистора от перегрузки и определяется по формуле

$$R = E_к/I_{к.\,макс}.$$

Минимальная индуктивность коллекторной обмотки рассчитывается по формуле

$$L_{мин} = \frac{k^2 R_{вх}}{w_\beta (k\beta_0 - 1)},$$

где $R_{вх} = r_б + r_э (1 - \alpha_0)$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером; k — коэффициент трансформации. Практически индуктивность берется в 3—4 раза больше $L_{мин}$.

Емкость конденсатора C определяется так:

$$C = \frac{t_i^2\left(1 - \frac{1}{b^2}\right)}{\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)^2 L},$$

где вспомогательными являются величины $b = Rt_i/L$ и

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{b^2 - 1}}$$

Для $b > 3$ формула упрощается:

$$C \approx \frac{t_i^2}{L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{b}\right)^2}.$$

Сопротивление резистора в цепи базы приближенно определяется по формуле $R_б = T/C$.

Для примера рассчитаем блокинг-генератор с частотой следования импульсов 1 000 *гц* и длительностью импульсов 10 *мксек*. Выходное напряжение должно равняться 10 *в*.

Таким образом, f_β транзистора должна быть больше 100 *кгц*. Выбираем транзистор с $\alpha_0 = 0{,}96$, $I_{к.макс} = 10$ *ма*, $r_б = 300$ *ом*, $r_э = 30$ *ом* и $I_{к0\,макс} = 2 \cdot 10^{-5}$ *а*. Напряжение питания $E_к = 1{,}2U_к = 12$ *в*. Резистор имеет сопротивление 1,2 *ком*. Коэффициент трансформации выбирается равным 4. Входное сопротивление $R_{вх} = 1\,050$ *ом*. Минимальная индуктивность коллекторной обмотки $L_{мин} = 70$ *мкгн*. Берем $L = 240$ *мкгн*. Вспомогательная величина $b = 50$, поэтому можно пользоваться упрощенной формулой для определения емкости конденсатора C. Получаем $C = 0{,}16$ *мкф*. Сопротивление резистора в цепи базы получается равным 6,2 *ком*. Таким образом, блокинг-генератор рассчитан.

В качестве сердечника трансформатора берется ферритовый сердечник, по возможности имеющий форму кольца.

4-5. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В заключение главы вкратце рассмотрим схемы генераторов синусоидального напряжения. Транзистор в качестве усиливающего элемента может быть применен в схемах, известных в ламповой технике. На транзисторах могут быть собраны схемы как RC-, так и LC-генераторов. Транзисторные высокочастотные генераторы нашли применение в малогабаритных карманных приемниках супергетеродинного типа (где очень часто на одном транзисторе собирается и смеситель и гетеродин). Максимальная частота генерирования определяется параметрами транзистора. С помощью современных диффузионных транзисторов можно генерировать частоты до 500 *Мгц*. В то же время лабораторные образцы специальных транзисторов позволяют генерировать частоты дециметрового диапазона.

Естественно, что генераторы разделяются на низкочастотные и высокочастотные. Рассмотрим сначала генераторы низкой частоты.

Низкочастотные генераторы

На рис. 4-101 дана схема низкочастотного генератора с индуктивной связью на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Генерируемая частота зависит от параметров контура и рассчитывается по формуле $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. От величины коэффициента связи между колебательным контуром LC и катушкой связи зависит искажение формы генерируемого сигнала. При очень сильной связи такой

генератор работает как блокинг-генератор. Минимальный коэффициент связи, обеспечивающий генерацию, определяется по формуле

$$M_{\text{мин}} \approx \frac{L}{\alpha_0 r_{\text{к}}} \left\{ \frac{r_{\text{к}}}{R_{\text{рез}}} [r_{\text{э}} + r_{\text{б}} (1 - \alpha_0)] + r_{\text{э}} + r_{\text{б}} \right\},$$

где $R_{\text{рез}}$ — резонансное сопротивление применяемого контура. Величину коэффициента связи увеличивают на 10% и, исходя из вновь полученного значения, производят дальнейший расчет генератора.

Рис. 4-101. Генератор низкой частоты по схеме с общим эмиттером с индуктивной обратной связью.

В отличие от электронной лампы на транзистор всегда необходимо подавать мощность возбуждения, которая должна быть меньше выходной мощности в β^2 раз. Однако входное сопротивление транзистора изменяется в зависимости от фазы сигнала, т. е. в нем имеет место «фазозависимое шунтирование». Так, при малых значениях токов базы или коллектора входное сопротивление велико и шунтирование контура мало, при большом же базовом токе, наоборот, входное сопротивление мало и шунтирование контура велико; вследствие этого синусоидальный сигнал искажается. Существуют два пути уменьшения искажений: управление током базы путем включения ограничивающего резистора и введение отрицательной обратной связи.

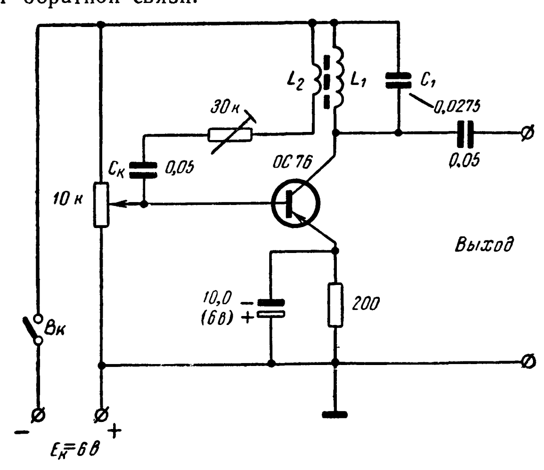


Рис. 4-102. Генератор с улучшенной линейностью на частоту 1 000 *гц*.

Схема генератора на частоту 1 000 *гц*, в котором вышеназванные меры служат для улучшения линейности характеристики, приведена на рис. 4-102. Резистор в цепи эмиттера вызывает отрицательную обратную связь по току. Напряжение смещения на базе транзистора

устанавливается при помощи потенциометра сопротивлением 10 *ком*. Ток регулируется переменным резистором сопротивлением 30 *ком*. Изменением сопротивления этого резистора можно добиться мини-

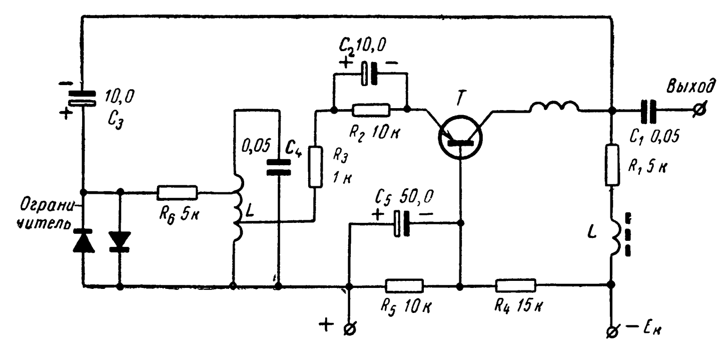


Рис. 4-103. Высокостабильный генератор низкой частоты.

мальных искажений генерируемого сигнала. Катушки индуктивности наматывают на ферритовом броневом сердечнике диаметром 22 *мм*. Катушка L_1 имеет 800 витков, а катушка L_2 — 200 витков провода

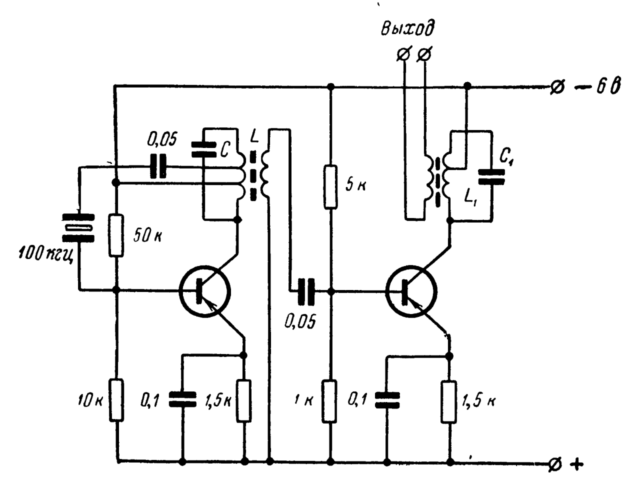


Рис. 4-104. Двухкаскадный транзисторный кварцевый генератор.

ПЭВ0,1. Емкость конденсатора C_1 выбирается такой, чтобы образуемый ею и индуктивностью катушки L_1 колебательный контур давал резонанс на нужной частоте.

На рис. 4-103 дана схема генератора, в котором для повышения стабильности частоты применен ограничитель на двух полупроводни-

ковых диодах, включенных параллельно друг другу в противоположных направлениях. При таком включении сопротивление диодов уменьшается при увеличении амплитуды как положительной, так и отрицательной полуволны переменного напряжения. Транзистор *Т*, работающий в этой схеме, должен иметь возможно большее β, потому что часть генерируемого напряжения теряется в цепи связи. Часть выходного напряжения подается на ограничитель, а от него — на колебательный контур. Резистор R_6 уменьшает влияние изменяющегося сопротивления ограничителя на колебательный контур, а также развязывает колебательный контур и входное сопротивление транзистора. Резистор R_3 служит для управления током. С таким генератором можно достигнуть стабильности частоты 10^{-4}. Для стабилизации питающего напряжения лучше включить кремниевый стабилитрон.

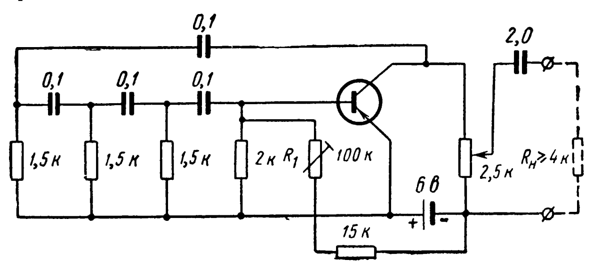


Рис. 4-105. *RC*-генератор с фиксированной настройкой.

На рис. 4-104 дана схема кварцевого генератора на частоту 100 *кгц* и буферного каскада. Кварц включен в цепь обратной связи с работой на последовательном резонансе. Для согласования с контуром он подключается к отводу, сделанному от $^2/_3$ всех витков, считая от холодного конца. От $^1/_3$ витков сделан отвод, к которому подводится питающее напряжение. *С* и *L* образуют контур с частотой резонанса 100 *кгц*. Связь буферного каскада с генератором осуществляется индуктивно (отношение числа витков катушки контура и катушки связи 10 : 1). В цепи коллектора буферного каскада включен колебательный контур, также настроенный на частоту 100 *кгц*. Выходное напряжение снимается с катушки связи. Резистор в цепи эмиттера и низкоомный делитель базового напряжения служат для температурной стабилизации.

На транзисторах можно собрать не только *LC*-, но и *RC*-генераторы. Очень простым и небольшим по размерам получается генератор с фазосдвигающими *RC*-цепочками. Цепочка в большинстве случаев имеет три или четыре звена и обеспечивает правильный поворот фазы только для одной определенной частоты. По причине значительного шунтирования *RC*-цепочки со стороны транзистора последний должен иметь большое β. Для получения большого β можно рекомендовать «составной» транзистор: у двух транзисторов коллекторы соединяются параллельно, а эмиттер одного подсоединяется к базе другого.

На рис. 4-105 дан вариант генератора на частоту 1 000 *гц*. Напряжение смещения устанавливается с помощью резистора R_1. С резистора в цепи коллектора снимается напряжение около 1 *в*. При этом

сопротивление нагрузочного резистора должно быть больше 4 *ком*. Потребление тока — около 2 *ма* (при напряжении питания 6 *в*) В этой схеме применяется транзистор с $\beta \geqq 40$.

Все до сих пор описанные генераторы работают на фиксированных частотах. Однако для целей измерений часто бывает необходим генератор с изменяемой частотой. Схема такого генератора дана на рис. 4-106. Речь идет о генераторе с *RC*-мостом и двумя каскадами усиления. Генератор имеет три диапазона, плавная перестройка

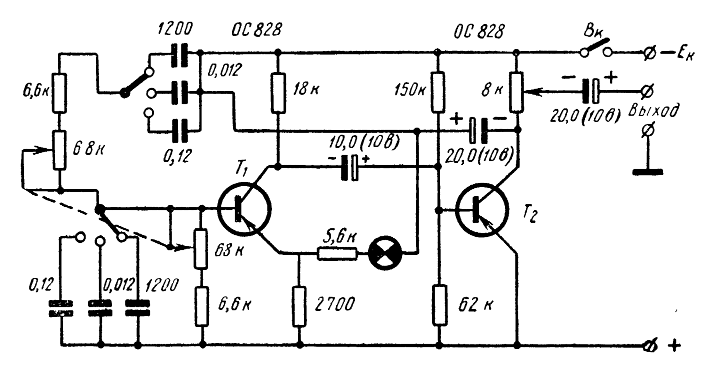


Рис. 4-106. Звуковой генератор с плавной настройкой.

внутри диапазона производится сдвоенным потенциометром. С выходного транзистора, который должен иметь мощность рассеивания на коллекторе не менее 150 *мвт*, осуществляется обратная связь на эмиттер первого транзистора. В эту цепь обратной связи включена лампочка накаливания, что вызывает амплитудную зависимость обратной связи. Благодаря этому достигается значительное уменьшение искажений. Выходное напряжение снимается с резистора в цепи коллектора второго транзистора и равно 2—3 *в* при напряжении питания 12 *в*.

Высокочастотные генераторы

На сегодняшний день граничные частоты транзисторов, находящихся в распоряжении радиолюбителя, не превышают 30 *Мгц*. С ними можно строить генераторы, работающие даже в 10-метровом диапазоне, хотя вблизи граничных частот происходит изменение угла фазы, крутизны, а также снижение входного и выходного сопротивлений. Поэтому оказывается затруднительно получить стабильную работу генератора вблизи граничной частоты применяемого транзистора. Для высокочастотного генератора употребляется преимущественно схема включения транзистора с общей базой. Тогда становится просто осуществить емкостную обратную связь с коллектора на эмиттер.

Схема транзисторного генератора с емкостной обратной связью и включением транзистора по схеме с общей базой дана на рис. 4-107. Катушку *L* наматывают на звездообразном сердечнике диаметром 15 *мм* она имеет 14 витков медного провода диаметром 1 *мм*. С помощью

потенциометра сопротивлением 100 *ком* устанавливают рабочий режим, при котором коллекторный ток составляет 2—5 *ма*. После этого емкость подстроечного конденсатора изменяют до тех пор, пока миллиамперметр, включенный в коллекторную связь, не покажет изменение тока коллектора.

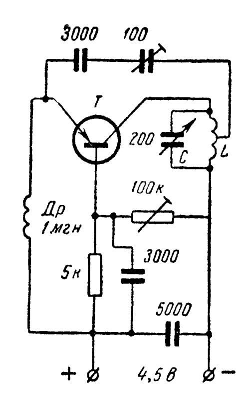


Рис. 4-107. Транзисторный высокочастотный генератор по схеме с общей базой с емкостной обратной связью.

Если к этому генератору подключить двухтактный усилитель мощности (рис. 4-108), то получается небольшой, но довольно мощный телеграфный передатчик, который можно использовать в переносной радиостанции, работающей в диапазоне 80 *м*.

Катушку входного контура усилителя мощности наматывают около холодного конца катушки L генератора. Режим устанавливают делителем базового напряжения. Антенна связана с выходным контуром индуктивно. При напряжении 4,5 *в* и токе 10 *ма* высокочастотная энергия, отдаваемая в антенну составляет 30—40 *мвт*. Здесь может быть применена 1,5-метровая штыревая антенна, хотя ее к. п. д. довольно мал. Лучше всего передатчик через фильтр Коллинса (π-контур) связать с 20-метровой горизонтальной антенной.

Другой пример применения высокочастотного генератора дан на рис. 4-109. Здесь показаны смесительный каскад и гетеродин транзисторного супергетеродинного приемника. Транзистор T_1 работает в смесительном каскаде. Входное напряжение на него подается с магнитной антенны *МА* через катушку индуктивности L_{10}. В коллектор-

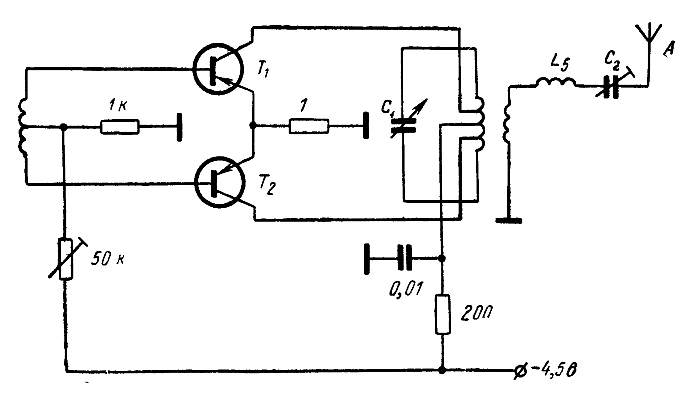


Рис. 4-108. Двухтактный оконечный каскад малогабаритного передатчика.

ную цепь транзистора T_1 включен первый полосовой фильтр. В цепь базы подается сигнал от гетеродина.

Гетеродин, собранный на транзисторе T_2, имеет индуктивную обратную связь. В гетеродине применено включение транзистора по схеме с общей базой.

Переключателем *П* производится настройка на одну из трех фиксированных частот, причем переключаются как входные контуры,

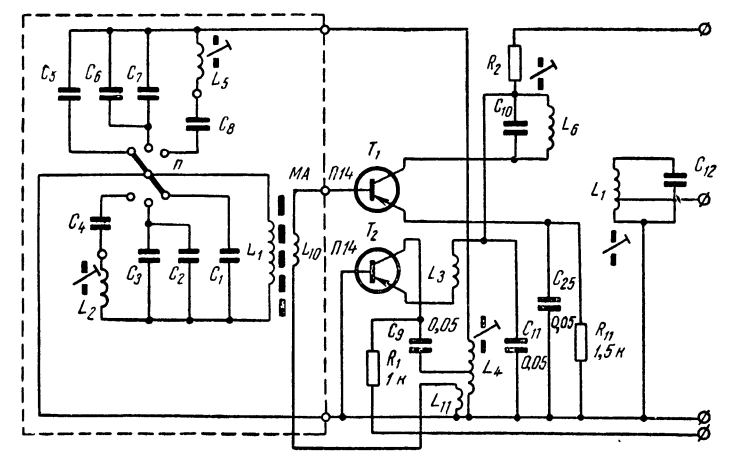


Рис. 4-109. Смеситель и гетеродин транзисторного супергетеродинного приемника.

так и контуры гетеродина. Колебательный контур гетеродина включен в цепь коллектора. Для уменьшения шунтирования колебательного контура подключение его производится через отвод.

В большинстве случаев один и тот же транзистор выполняет функции и гетеродина и смесителя, хотя в этом случае затруднено получение оптимального режима.

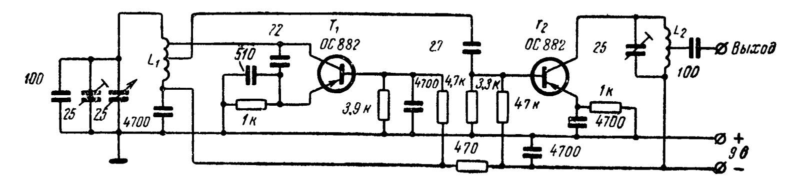


Рис. 4-110. Стабильный задающий генератор.

Описываемые ниже две схемы наверняка вызовут интерес у коротковолновика.

Как для стационарной, так и для переносной радиостанции хорошо применим транзисторный задающий генератор, схема которого приведена на рис. 4-110. В отличие от задающего генератора, собранного на лампе, данный транзисторный генератор имеет малые размеры, небольшое потребление мощности, а также возможность дистанционного управления частотой радиостанции. Последнее осу-

ществляется так: транзисторный задающий генератор вместе с батареей питания помещается в металлической коробке и при помощи коаксиального кабеля, длина которого может достигать нескольких метров, связывается с мощным усилителем, находящимся в радиостанции.

Для получения высокой стабильности генерируемой частоты транзистор T_1, на котором собран собственно задающий генератор, включен по схеме с общей базой. Для уменьшения шунтирующего действия транзистор T_1 подключается к $^2/_3$ количества витков катушки L_1. Катушка L_1 должна иметь добротность 200—300. Она наматывается на полистироловом каркасе диаметром 25 *мм*, и для диапазона 80 *м* имеет примерно 25 витков посеребренного медного провода диаметром 1 *мм*.

Буферный каскад подключается к $^1/_4$ витков катушки. Он собран на транзисторе T_2 и предназначен для уменьшения воздействия последующих каскадов на генерируемую частоту. Оба транзистора

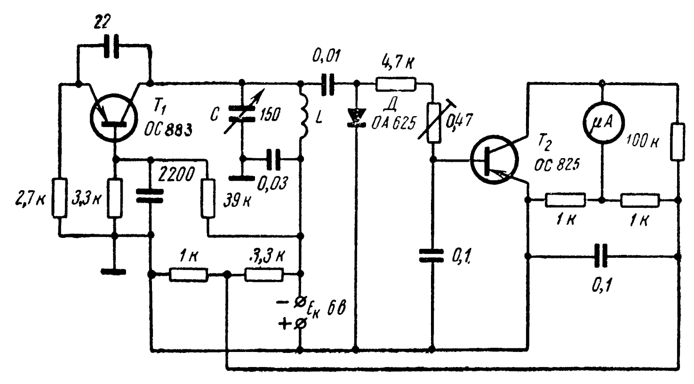


Рис. 4-111. Транзисторный ГИР на коротковолновый диапазон.

имеют сильную отрицательную обратную связь по постоянному току, что в значительной мере осуществляет температурную стабилизацию их параметров. Влияние изменения питающего напряжения на частоту генератора незначительно. Изменение на 2 *в* (с 9 до 11 *в*) вызывает уход частоты на 1 *кгц*.

Так как транзисторы не выделяют тепла, то катушки колебательных контуров можно располагать вплотную с транзисторами. Весь генератор легко можно разместить в коробке размерами 100×120×150 *мм*.

Повышение окружающей температуры с + 20° до + 50° С вызывает изменение частоты на 3 *кгц*.

Рис. 4-111 дает другой пример применения высокочастотных генераторов на транзисторах. Речь идет о транзисторном гетеродинном индикаторе резонанса (ГИР). ГИР предназначается для самых разнообразных измерений в любительской практике.

Транзистор T_1, работающий в качестве генератора высокочастотных колебаний, включается по схеме с общей базой. Для получения положительной обратной связи эмиттер и коллектор транзистора соединены конденсатором небольшой емкости. Высокочастотное напряжение, возникающее на колебательном контуре, выпрямляется

диодом $Д_1$ и подается на усилитель постоянного тока. В коллекторной цепи этого каскада (T_2) находится измерительный прибор (микроамперметр со шкалой на 100 *мка*), включенный в мостовую схему.

Если катушку *L* ГИР приблизить к колебательному контуру, а конденсатором *C* настроиться на его частоту, то часть высокочастотной энергии будет отсасываться колебательным контуром, что вызовет уменьшение высокочастотного напряжения, подаваемого на диод $Д_1$, а следовательно, и уменьшение показаний микроамперметра. В этот момент частота колебаний, генерируемых ГИР, равна частоте колебательного контура, которая и определяется по шкале ГИР.

С транзистором OC883 ГИР может работать до частот порядка 100 *Мгц*, т. е. перекрывать все коротковолновые любительские диапазоны. Катушки прибора сменные. Их данные можно рассчитать по формуле Томпсона.

ГИР при напряжении питания 6 *в* потребляет ток 3 *ма*.

Как мы видим, применение транзисторов позволяет строить небольшие, удобные и единственные в своем роде приборы. От всей души желаю Вам, дорогой читатель, успехов в их постройке!

ГЛАВА ПЯТАЯ

ШУМЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Первые точечные транзисторы имели собственные шумы, которые в несколько раз превышали шумы электронных ламп. Собственные шумы становятся заметными в чувствительных усилителях при малых входных сигналах. Если, например, речь идет о многокаскадном усилителе низкой частоты, то в отсутствие сигнала на его выходе мы слышим шум.

Шумы обусловливаются движением электронов в активных элементах усилителя. Ток, как известно, является движением многих отдельных электронов. Но они совершенно нерегулярно поступают из катода электронной лампы или эмиттера транзистора, и после усиления можно наблюдать спонтанный, квантовый характер тока. Улучшением технологии и применением плоскостных транзисторов можно снизить собственные шумы транзисторов до значений, равных значениям шумов ламп, а в отдельных случаях транзисторы имеют даже меньшие шумы.

При физических исследованиях полупроводников была выявлена частотная зависимость токового шума. Интенсивность шумов в низкочастотном диапазоне пропорциональна $1/f$; на высоких частотах шумы возрастают пропорционально f^2. Низкочастотная область, где шумы пропорциональны $1/f$, не превышает 0,7—3 *кгц*, далее шумы имеют постоянную интенсивность до диапазона, в котором наблюдается снижение коэффициента усиления по току. На этих частотах интенсивность увеличивается пропорционально квадрату частоты.

На рис. 5-1 для разных транзисторов приведен график частотной зависимости коэффициента шума. Кривая *A* относится к точечному транзистору. Как видно, такие транзисторы имеют резкий минимум шумов и быстровозрастающую по обе стороны от него интенсивность шумов. Прочие германиевые транзисторы прямой проводимости имеют повышение шумов на частотах ниже 10 *кгц*, что объясняется наступлением дробового эффекта. У малошумящих транзисторов (кривая *B*) повышение шумов происходит на частотах ниже 1 *кгц*. В последнее время появились транзисторы, у которых шумы остаются постоянными, начиная со 100 *гц*.

Нижняя граница коэффициента шума задается тепловыми шумами сопротивления базы:

$$\bar{e}_т^2 = 4kTr_б\Delta f,$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура полупроводникового материала; $r_б$ — сопротивление базы; Δf — полоса пропускания усилителя; $e_т$ — эквивалентная э. д. с. шума, включенная последовательно с сопротивлением базы.

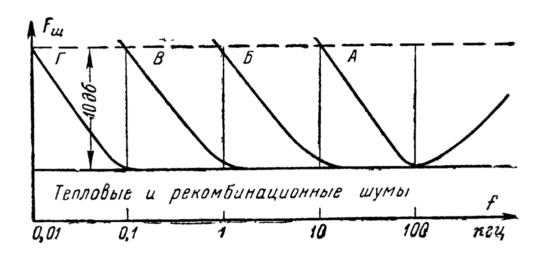


Рис. 5-1. Зависимость коэффициента шума транзисторов различных типов от частоты.

А — точечный транзистор; *Б* — германиевый *р-п-р* транзистор; *В* — малошумящий германиевый транзистор (например, П13Б), *Г* — транзистор со специально обработанной поверхностью монокристалла (опытный образец).

Коэффициент шума определяется как отношение мощности шумов на выходе усилителя к выходной мощности идеального, свободного от шумов усилителя, имеющего ту же полосу пропускания.

Имеем:

$$F_ш = \frac{P_ш}{K_м k T \Delta f_{эф}},$$

где $P_ш$ — выходная мощность шумов реального усилителя;

$K_м$ — усиление по мощности реального усилителя и $\Delta f_{эф}$ — эффективная полоса пропускания системы.

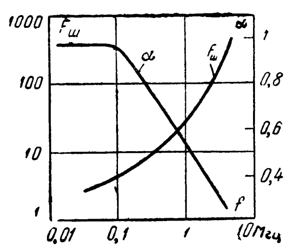


Рис. 5-2. Коэффициент шума и коэффициент передачи по току транзистора типа П401, включенного по схеме с общим эмиттером, как функция частоты.

Употребляемые в данное время низкочастотные транзисторы имеют коэффициент шума от 5 до 20 *дб*. В малошумящих транзисторах его можно снизить до 2 *дб*. Применение специальных малошумящих схем позволяет производить дальнейшее снижение шумов. Современная технология позволяет производить транзисторы, имеющие коэффициент шума меньше 10 *дб* вплоть до частот УКВ диапазона.

У диффузионного транзистора типа П401, включенного по схеме с общим эмиттером, при $\beta = 100$ граничная частота усиления $f_\beta = 300$ *кгц*. До этой частоты коэффициент шума остается меньше 10 *дб*, однако на более высоких частотах он быстро возрастает (рис. 5-2). Поэтому в малошумящих входных ступенях следует применять транзисторы с высокой граничной частотой. В первом приближении шумовые свойства остаются постоянными до частоты $0{,}1 f_\alpha$.

Вблизи этой частоты минимальный коэффициент шума транзистора можно рассчитать по формуле

$$F_{ш.\,мин} = 1 + 2\,(I_э + 2I_{ко})\left(\frac{1}{I_э} + 40\ r_б\right).$$

Оптимальное внутреннее сопротивление генератора равно:

$$R_{г.\,опт} = (1/40\ I_э) + r_б,$$

и оптимальный ток эмиттера

$$I_{э.\,опт} = \sqrt{\frac{I_{ко}}{20r_б}}.$$

Если эти значения подставить в формулу для $F_{ш.мин}$, тогда абсолютное минимальное значение коэффициента шума

$$F_{ш.\,абс} = 1 + 2\,(1 + \sqrt{80 I_{ко} r_б}).$$

Если сюда подставить $I_{ко} = 1$ *мка* и $r_б = 100$ *ом* — значения, встречающиеся у германиевых диффузионных транзисторов, то получим $F_{ш.абс} = 3{,}4$ и оптимальный ток эмиттера $I_{э.опт} = 20$ *мка*.

Для применения транзисторов в малошумящих предварительных каскадах можно сформулировать следующие правила:

а) граничная частота транзистора по меньшей мере в 10 раз должна превышать усиливаемую полосу пропускания;

б) сопротивления базы $r_{б.б'}$, а также $r_б$ должны иметь минимальную величину;

в) минимум коэффициента шума наблюдается при довольно малых значениях тока эмиттера. Поэтому предпочтение следует отдавать таким транзисторам, у которых усиление по току при малом токе эмиттера не очень сильно снижается;

г) при малом сопротивлении генератора шумовые свойства остаются постоянными почти до граничной частоты; если сопротивление генератора велико, то ток $I_э$ следует выбрать немного больше тока $I_{ко}$;

д) коэффициент шума растет с увеличением коллекторного напряжения. Поэтому коллекторное напряжение не должно превышать 1 *в*;

е) приведенные формулы относятся как к схеме с общим эмиттером, так и к схеме с общей базой. В обеих схемах можно достичь одинакового коэффициента шума.

Общий коэффициент шума усилителя можно рассчитать по формуле

$$F_{ш.\,общ} = F_{ш1} + \frac{F_{ш2} - 1}{K_{м1}} + \frac{F_{ш3} - 1}{K_{м1}K_{м2}} + \ldots .$$

Из нее видно, что при большом усилении главную роль играют только шумы $F_{ш1}$.

В заключение теоретического рассмотрения определим в качестве примера шумы низкочастотного усилителя с полосой пропускания от 20 *гц* до 20 *кгц*. В первом каскаде применяется транзистор с параметрами:

$$\beta_0 = 50,\quad r_б = 100\ ом,\quad I_{ко} = 5\ мка.$$

Прежде всего определяем среднюю частоту усиления:

$$f_{\text{ср}} = \frac{f_2 - f_1}{\ln (f_2/f_1)}.$$

В нашем случае $f_{\text{ср}}$ равна 3 *кгц*. В том случае, если она лежит выше 2 *кгц*, можно пользоваться закономерностями белых шумов. Если средняя частота оказывается ниже 2 *кгц*, то в рассмотрение берутся шумы дробового эффекта.

Далее определяем оптимальный коллекторный ток, при котором коэффициент шума оказывается минимальным:

$$I_{\text{к. опт}} = \sqrt{\frac{\beta_0}{60} \frac{I_{\text{ко}}}{r_{\text{б}}}} = 180 \text{ мка}.$$

Внутренняя проводимость генератора для наименьших шумов:

$$G_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{20 I_{\text{ко}}}{r_{\text{б}}}} = 1 \text{ мсим } (R_{\text{г. опт}} = 1\,000 \text{ ом}).$$

Коэффициент шума дробового эффекта

$$F_{\text{ш. абс}} = \frac{1}{\sqrt{\beta_0}} + \frac{1}{\beta_0} + \sqrt{80 I_{\text{ко}} r_{\text{б}}} = 0{,}6,$$

тем самым $F_{\text{общ}} = 1 + F_{\text{ш.абс}} = 1{,}6$ (2 *дб*).

Если рассматриваемый усилитель имеет полосу пропускания 100 *гц* и среднюю частоту $f_{\text{ср}} = 145$ *гц* ($f_1 = 100$ *гц* и $f_2 = 200$ *гц*), то в рассмотрение необходимо взять шумы дробового эффекта, и при $r_{\text{б}} = 100$ *ом* и $I_{\text{к}} = 50$ *мка* имеем значение проводимости шумов $G_{\text{ш}} = 500$ *мксим*. Тем самым оптимальная внутренняя проводимость генератора

$$G_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ш}}}{r_{\text{б}}(1 + r_{\text{б}} G_{\text{ш}})}} = 2{,}18 \text{ мсим } (R_{\text{г. опт}} = 500 \text{ ом}).$$

Далее

$$F_{\text{ш. мин}} = 2\left[r_{\text{б}} G_{\text{ш}} + \sqrt{r_{\text{б}} G_{\text{ш}} (1 + r_{\text{б}} G_{\text{ш}})}\right];$$

$$F_{\text{ш. общ}} = 1 + F_{\text{ш. мин}} = 1{,}56 \text{ (2 дб)}.$$

Если коллекторное напряжение повышается, шумы увеличиваются, и при $I_{\text{к}} = 500$ *мка* $F_{\text{ш. общ}} = 9$ *дб*.

Из сказанного следует, что входной каскад должен работать в режиме с малым коллекторным напряжением и током.

Схема, приведенная на рис. 5-3, позволяет получить в низкочастотном диапазоне коэффициент шума, меньший 2 *дб*. Схема была предложена Фолькерсом и Педерсеном. С помощью переменного резистора сопротивлением 5 *ком* режим транзистора устанавливается таким, чтобы на запорном слое база — коллектор было небольшое напряжение. На схеме указано напряжение 0,12 *в*. На нагрузочном резисторе $R_{\text{к}}$, имеющем небольшое сопротивление, падает около половины питающего напряжения, которое равно 0,3 *в*. Коллекторный ток равен примерно 350 *мка*. Единственным недостатком схемы является невысокая устойчивость параметров по отношению к изменению температуры.

В схеме, приведенной на рис. 5-4, транзистор T_2 включается параллельно нагрузочному резистору транзистора T_1. Транзистор T_2

включается по схеме с общим коллектором. Такое включение двух транзисторов позволяет осуществить температурную стабилизацию схемы. При средних значениях $U_{к.б} = 0{,}9$ *в* и $U_{э.б} = 0{,}1$ *в* коэффициент шума получается равным 2 *дб* для частот выше 300 *гц*. Усилитель работает устойчиво в диапазоне температур от —30 до + 45° С

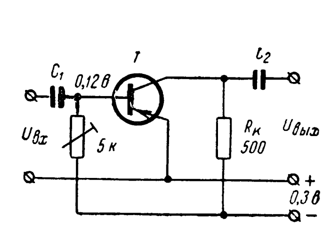


Рис. 5-3. Схема малошумящего усилителя.

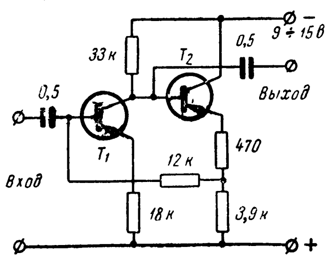


Рис. 5-4. Схема стабилизированного малошумящего усилителя.

В правильно рассчитанных входных каскадах можно получить эквивалентное сопротивление шумов 30—50 *ом*, тогда как даже у лучших ламп оно не бывает ниже 100 *ом*. С приведенными схемами можно построить очень чувствительные усилители низкой частоты.

Дальнейшее улучшение методов изготовления транзисторов и точный физический анализ наблюдаемых процессов, без сомнения, приведут к снижению шумов транзисторов.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПРАКТИЧЕСКИЕ КОНСТРУКЦИИ

6-1. ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ ПАЛОЧКА

Хорошую службу при ремонте и настройке радиоаппаратуры может сослужить испытательная палочка, схема которой дана на рис. 6-1. Это — симметричный мультивибратор, собранный на двух транзисторах, имеющий небольшие размеры, оформлен в виде авторучки, отчего и произошло его название. Испытательную палочку можно применить для низкочастотных и высокочастотных измерений.

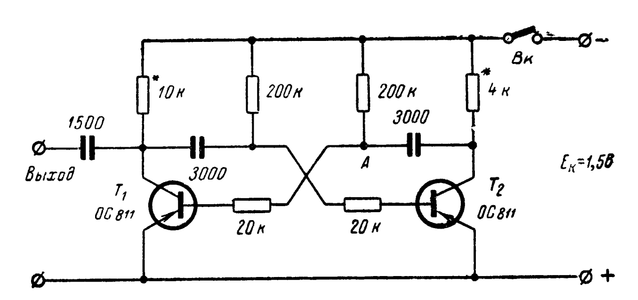


Рис. 6-1. Схема транзисторной испытательной палочки.

В первом случае используется частота следования импульсов, во втором — гармоники, из которых складывается прямоугольный импульс.

Резисторы, помеченные на схеме звездочкой, подбираются при замене транзисторов, поэтому можно применять транзисторы с различными коэффициентами усиления. Подбор производится с помощью осциллографа, которым наблюдают форму генерируемых импульсов. Импульсы должны быть симметричными, как показано на рис. 6-2. Длительность импульсов равна 350—400 *мксек*, длительность фронта 11 *мксек*. Применением транзисторов OC183 длительность фронта можно уменьшить до 4 *мксек*.

Транзисторный мультивибратор при напряжении питания 1,5 *в* потребляет ток 250 *мка*, что соответствует потребляемой мощности 400 *мквт*.

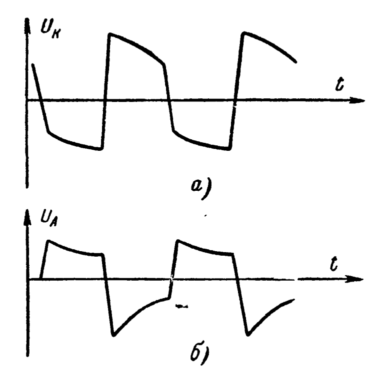


Рис. 6-2. Формы импульсов мультивибратора (рис. 6-1).

а — на коллекторе транзистора T_2; *б* — в точке *А*.

Чертеж корпуса, в котором помещается мультивибратор, дан на рис. 6-3. Корпус вытачивают из изолирующего материала.

Работа с испытательной палочкой производится следующим образом: своим острием она подключается ко входу испытуемого каскада

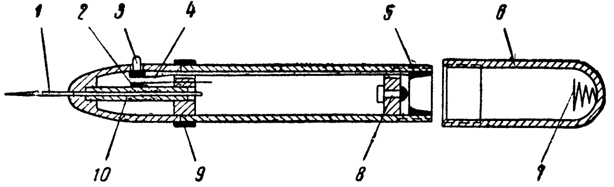


Рис. 6-3. Чертеж корпуса испытательной палочки.

1 — игла; *2* — внутренний контакт; *3* — кнопка; *4* — контактная пружина; *5* — контактное кольцо; *6* — колпачок; *7* — пружина; *8* — контактный болт; *9* — кольцо заземления; *10* — изоляционная трубка.

(например, усилителя низкой частоты). Нажатием кнопки на мультивибратор подается питающее напряжение. Тогда на выходе усилителя должен появиться усиленный сигнал. Кольцо заземления должно при этом контактировать с рукой.

6-2. НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ ФИЛЬТР НА ТРАНЗИСТОРЕ

Очень часто в тракте усилителя низкой частоты любительского коротковолнового приемника применяется фильтр на частоту от 800 до 1 000 *гц*. Однако применение обыкновенного колебательного контура

на эту частоту не приносит желаемого улучшения приема, так как избирательность контура мала. Избирательность контура можно значительно повысить, применяя «множитель Q» (множитель добротности), схема которого дана на рис. 6-4. Он работает следующим образом. К колебательному контуру, имеющему искусственный отвод,

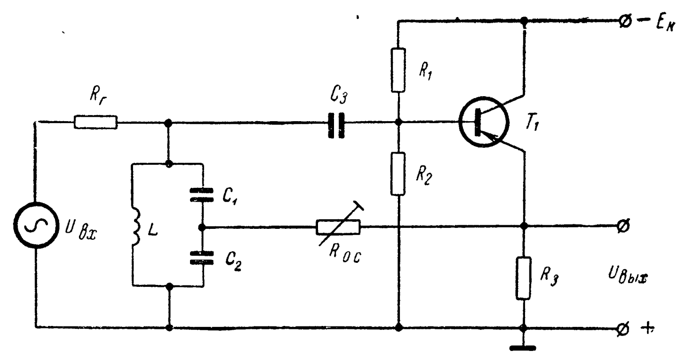


Рис. 6-4. Множитель Q на транзисторе.

подводится входное напряжение. Отвод подключается к эмиттеру транзистора через резистор $R_{о.с}$, которым регулируется обратная связь. Если сопротивление резистора $R_{о.с}$ будет достаточно малым, то схема может возбудиться.

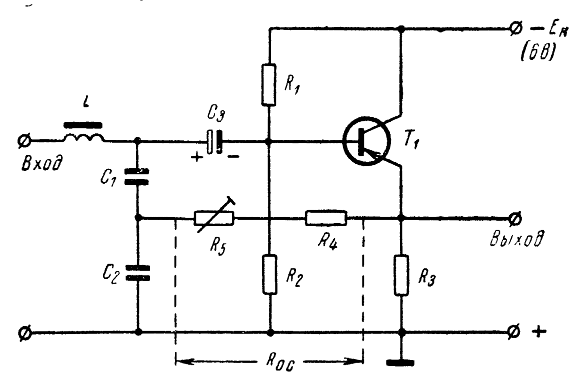


Рис. 6-5. Схема фильтра на транзисторе.

На практике вместо параллельного колебательного контура применяется последовательный колебательный контур, как это сделано в схеме рис. 6-5. На рис. 6-6 показана эта же схема, смонтированная в корпусе от поляризованного реле. Катушка L имеет индуктивность 2,5 *гн* и наматывается на сердечнике М-20 проводом ПЭВ-0,1 до заполнения. Сопротивление катушки по постоянному току 40 *ом*. Добротность катушки — примерно 10—20. Конденсаторы C_1 и C_2 имеют емкость 25 000 *пф* каждый.

Полоса пропускания полученного колебательного контура равна 30%, что, конечно, не удовлетворяет поставленным требованиям. На рис. 6-7 показаны резонансные характеристики контура, а также приведена резонансная характеристика того же колебательного контура,

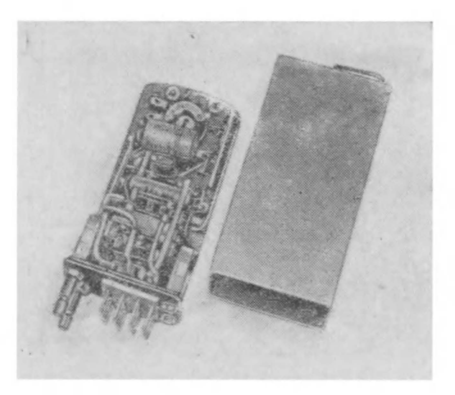


Рис. 6-6. Конструктивное выполнение фильтра.

включенного в схему фильтра. Как можно видеть, полоса пропускания фильтра составляет уже 0,5—5%. На резонансной частоте усиление равно 50.

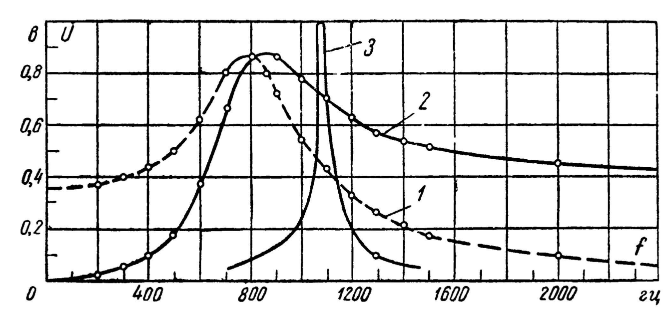


Рис. 6-7. Резонансные кривые колебательного контура и электронного фильтра.

1 — напряжение на конденсаторе *C*; 2 — напряжение на катушке индуктивности *L*; 3 — выходное напряжение электронного фильтра.

Входное напряжение должно быть ограничено величиной 30 *мв*, так как при больших значениях напряжения избирательность фильтра ухудшается.

Так как фильтр предназначается для установки в ламповом приемнике, то питание проще всего брать от обмотки накала ламп через выпрямитель, схема которого приведена на рис. 6-8.

Вход фильтра низкоомный, поэтому следует произвести согласование фильтра и предыдущего каскада, что проще всего осуществляется

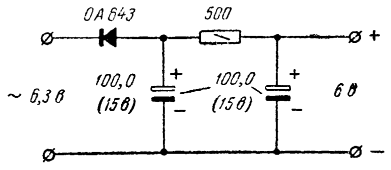


Рис. 6-8. Выпрямитель для питания транзисторного фильтра.

включением согласующего трансформатора с соотношением числа витков обмоток 10 : 1.

Выход фильтра низкоомный, поэтому после фильтра следует включить каскад с общим коллектором.

6-3. СЧЕТЧИК ЧИСЛА ОБОРОТОВ БЕНЗИНОВОГО МОТОРЧИКА

Счетчик числа оборотов бензинового мотора включается в первичную цепь зажигания. Если n — число оборотов мотора, а k — число цилиндров, то для двухтактного мотора справедлива формула $n =$

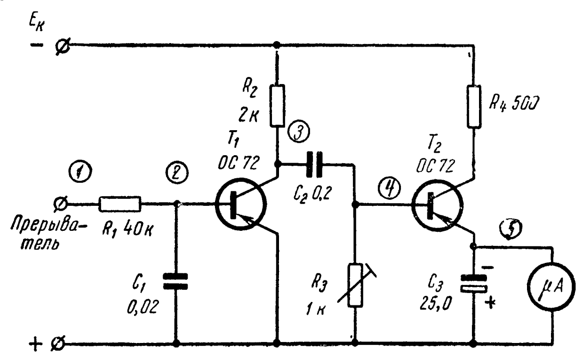
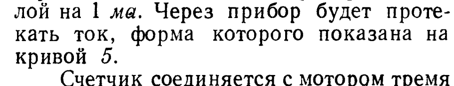


Рис. 6-9. Схема электронного счетчика числа оборотов.

$= 60\ f/k$. У всех моторов частота лежит в низкочастотном диапазоне 50—5 000 *гц*. Схема счетчика дана на рис. 6-9. На рис. 6-10 даны формы напряжений в отдельных точках схемы.

Принцип действия схемы следующий: на базу первого транзистора с включенного в цепь зажигания прерывателя через RC-фильтр низких частот подается импульсное напряжение (кривая *1* рис. 6-10). После прохождения низкочастотного фильтра импульсы имеют форму, соответствующую кривой *2*. Транзистор T_1 усиливает напряжение и улучшает форму импульсов (кривая *3*). После прохождения дифференцирующей цепочки C_2R_3 прямоугольные импульсы превращаются в игольчатые импульсы (кривая *4*). Благодаря этому преобразованию показания счетчика становятся не зависимыми от ширины импульсов, получаемых с прерывателя, иначе при изменении расстояния между

контактами прерывателя неизбежно появление ошибки в показаниях. Продифференцированные импульсы подводятся к запертому транзистору T_2, в цепи эмиттера которого включен миллиамперметр со шкалой на 1 *ма*. Через прибор будет протекать ток, форма которого показана на кривой *5*.



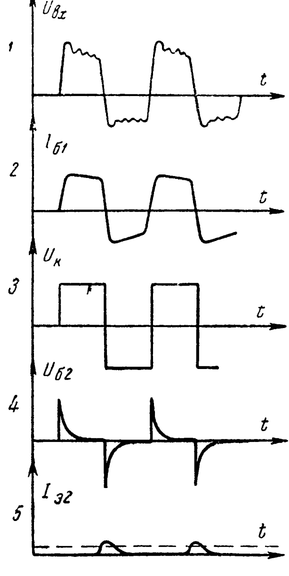


Рис. 6-10. Формы импульсов в различных точках схемы рис. 6-9.

Счетчик соединяется с мотором тремя проводниками: два подключаются к выводам аккумуляторной батареи мотора, а один подключается к тому контакту прерывателя, который идет к катушке зажигания.

Градуировка прибора производится по показаниям механического счетчика.

Если в распоряжении радиолюбителя имеется микроамперметр со шкалой на 100 *мка*, то схема счетчика может содержать только один транзистор (рис. 6-11).

6-4. РАСЧЕТ И НАСТРОЙКА ЧЕТЫРЕХКАСКАДНОГО НИЗКОЧАСТОТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для многих целей в измерительной технике и электронике, а также в радиолюбительской практике частот бывает необходим небольшой усилитель низкой частоты с автономным питанием, который бы имел высокую стабильность, хорошие частотные характеристики и коэффициент усиления около 10^3. Все перечисленные требования можно задать следующими параметрами: действующее выходное напряжение — от 2 до 4 *в*; усиление — около 1 000; частотный диапазон—от 50 до 20 000 *гц*; минимальное потребление тока; малая зависимость от разброса параметров транзисторов; малая зависимость усиления от изменения окружающей температуры.

Все каскады собираются по схеме с общим эмиттером. За исходные принимаются расчеты, проведенные в главе «низкочастотные усилители». Делители базового напряжения должны быть по возможности низкоомными. Для получения отрицательной обратной связи по постоянному току в цепи эмиттеров включаются резисторы. Этими мерами обеспечивается температурная стабильность усилителя. Для получения минимальных собственных шумов коллекторные токи первых каскадов устанавливаются равными около 0,5 *ма*. Только в выходном каскаде для выполнения требования максимального выходного напряжения коллекторный ток выбран величиной 1,5 *ма*.

Для получения постоянного усиления в большом частотном диапазоне введена отрицательная обратная связь по переменному току. Для получения отрицательной обратной связи имеются следующие пути: введение отрицательной обратной связи по напряжению в каждом каскаде; введение отрицательной обратной связи по току в ка-

ждом каскаде; введение отрицательной обратной связи по току или напряжению для всего усилителя в целом; комбинация обоих методов, например введение в каждом каскаде отрицательной обратной связи по току и общей отрицательной обратной связи по напряжению.

Отрицательная обратная связь по напряжению в транзисторных усилителях понижает входное и повышает выходное сопротивления, отрицательная обратная связь по току дает совершенно противопо-

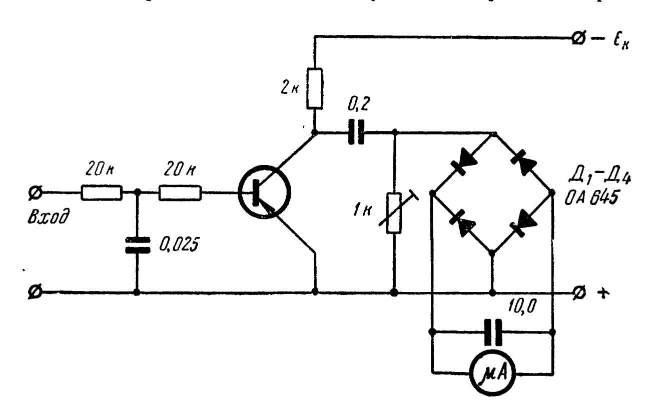


Рис. 6-11. Схема счетчика числа оборотов на одном транзисторе.

ложные результаты. В транзисторных ступенях, собранных по схеме с общим эмиттером, рекомендуется введение отрицательной обратной связи по току. Она осуществляется включением незашунтированного резистора в цепь эмиттера транзистора.

Для всех схем с отрицательной обратной связью верна формула

$$K'_т = \frac{I_2}{I_1} = \frac{K_т(1-\gamma)}{1-BK_т},$$

где $K'_т$ — усиление по току с отрицательной обратной связью; $K_т$ — усиление без отрицательной обратной связи; B — коэффициент отрицательной обратной связи (показывает, какая часть выходного напряжения подается обратно на вход усилителя); γ — коэффициент, показывающий, какая часть выходного тока теряется в ветви отрицательной обратной связи.

Эквивалентная схема, которая действительна для всех схем с отрицательной обратной связью, состоит из четырехполюсника усилителя и четырехполюсника обратной связи, как это показано на рис. 6-12. Из рисунка ясно видно, что выходной ток $I_{вых}$ делится на две части. Имеем $I_2 = (1-\gamma)I_{вых}$.

На рис. 6-13 изображен усилитель, охваченный отрицательной обратной связью по току. Усиление каскада без отрицательной обратной связи равно:

$$K_т = \frac{R_н}{R_{вх}}\beta_д,$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки усилительного каскада, которое складывается из параллельного включения делителя базового напря-

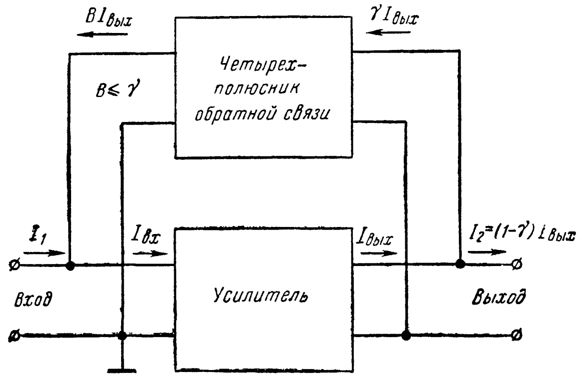


Рис. 6-12. Блок-схема усилителя с отрицательной обратной связью.

жения, входного сопротивления транзистора и резистора в цепи коллектора. Имеем:

$$1/R_н = 1/R_к + 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_{вх},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада, которое рассчитывается по формуле

$$R_{вх} = r_б + r_э(\beta_д + 1).$$

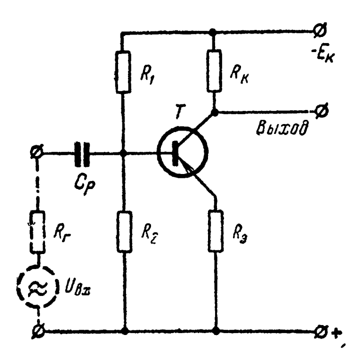


Рис. 6-13. Схема каскада с отрицательной обратной связью.

Три проводимости, не зависящие от транзистора, могут быть приведены к одной эквивалентной:

$$1/R_{экв} = 1/R_к + 1/R_1 + 1/R_2.$$

Если применена отрицательная обратная связь по току, то сопротивление $R_{вх}$ рассматриваемого каскада повышается и становится равным:

$$R'_{вх} = r_б + (r_э + R_э)(\beta_д + 1) = R_{вх} + R_э(\beta_д + 1).$$

Отношение усиления по току без отрицательной обратной связи к усилению по току при наличии ее:

$$K_т/K'_т = \frac{R_{экв} + R'_{вх}}{R_{экв} + R_{вх}}.$$

Динамическое усиление по току в схеме с общим эмиттером получается из формулы

$$\beta_д = \beta \frac{r_к(1-\alpha) + r_э}{r_к(1-\alpha) + r_э + R_н}.$$

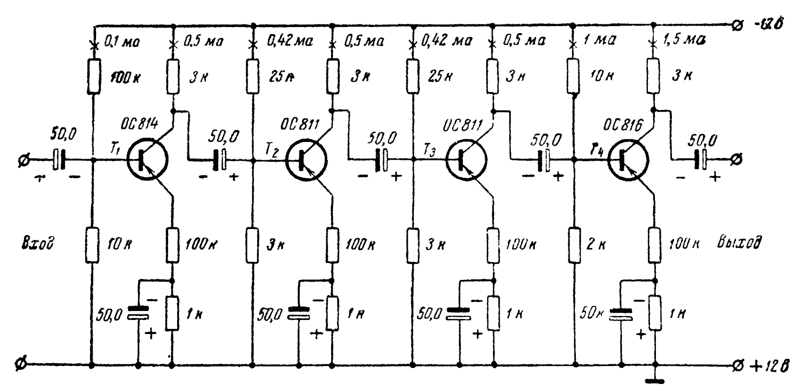


Рис. 6-14. Схема четырехкаскадного усилителя низкой частоты с отрицательной обратной связью.

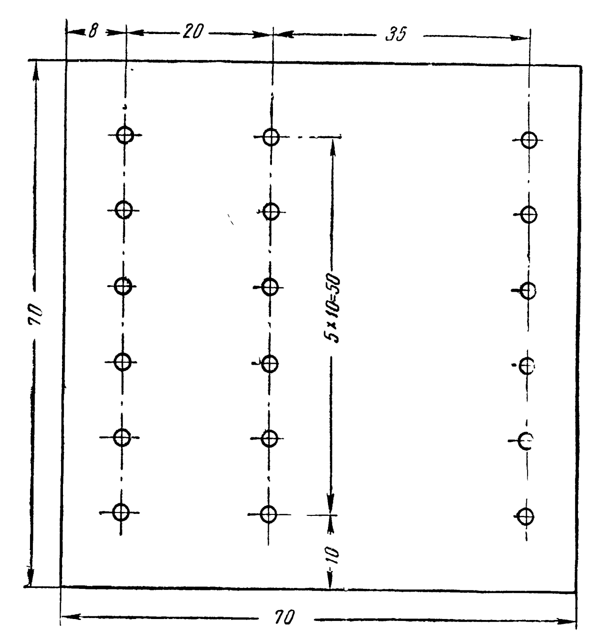


Рис. 6-15. Чертеж гетинаксовой платы для монтажа усилителя рис. 6-14.

Рассчитываем каскад со следующими исходными параметрами: $\beta = 20$; $r_б = 1\,000$ *ом*, $r_э = 50$ *ом*; $R_1 = 25$ *ком*; $R_2 = 3$ *ком*; $R_э = 100$ *ом*, $R_к = 3\,000$ *ом*. Динамическое усиление по току одного каскада $\beta_д = 14$. Если бы четырехкаскадный усилитель не имел отрицательной обратной связи, то его усиление равнялось бы $K_{общ} = 14^4 = 38\,000$. При введении отрицательной обратной связи усиление, конечно, снижается. По вышеприведенной формуле для эквивалентного сопротивления имеем $R_{экв} = 1{,}41$ *ком*. Входное сопротивление последующего каскада $R_{вх} = 1{,}75$ *ком*. Принято, что уси-

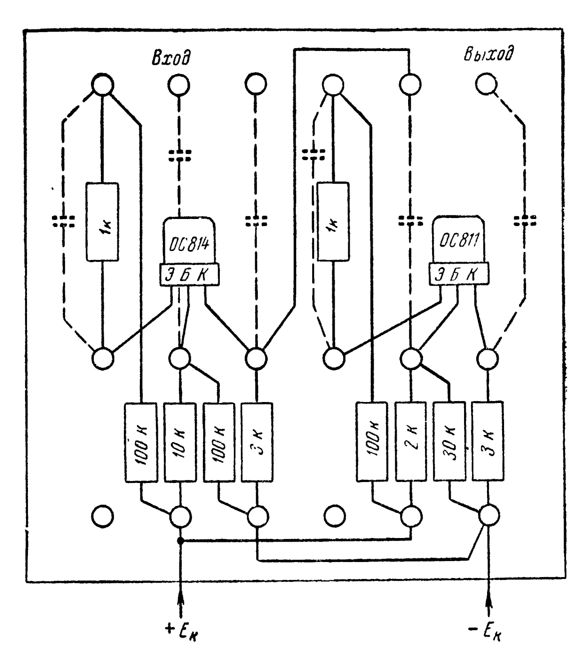


Рис. 6-16. Расположение деталей на плате.

литель состоит из четырех совершенно идентичных каскадов. Если в цепь эмиттера включить незашунтированный резистор $R_э$ сопротивлением 100 *ом*, то входное сопротивление станет равным:

$$R_{вх} = 1\,000 + (50 + 100)(14 + 1) = 3\,250 \text{ ом}.$$

Отношение коэффициента усиления без отрицательной обратной связи к коэффициенту усиления с обратной связью равно

$$K_т/K'_т = (1{,}41 + 3{,}25)/(1{,}41 + 1{,}75) = 1{,}48.$$

Другими словами, усиление снижается на $^2/_3$, а входное сопротивление повышается в 1,5 раза.

В схеме, которая дана на рис. 6-14, обратная связь рассчитана таким образом, что среднее усиление одного каскада равно 6, т. е.

$K_{общ} = 6^4 = 1\,300$. Усиление одного каскада без отрицательной обратной связи равно в среднем 12, т. е. $K_т / K'_т$ в нашем случае равно 2.

Если рассчитать граничную частоту каскада с общим эмиттером, в котором не применена отрицательная обратная связь, то $f_\beta = (1-\alpha) f_\alpha$, и в нашем случае $f_\beta = 15$ *кгц*. Введением отрицательной обратной связи граничная частота повышается в $K_т / K'_т$ раз и становится равной 30 *кгц*.

Так как, естественно, значение f_α у разных экземпляров транзисторов немного различается, то приведенные выше результаты являются приближенными.

Усилитель собирается на двух платах из гетинакса, чертеж которых дан на рис. 6-15. Пример расположения деталей на плате приведен на рис. 6-16.

Полоса пропускания усилителя при входном напряжении 300 *мкв* — от 50 *гц* до 25 *кгц*. Если верхнюю граничную частоту желательно увеличить, то надо либо применить транзисторы с более высокой предельной частотой, либо отрицательную обратную связь сделать частотно-зависимой. Последнее легко осуществляется в данном усилителе — параллельно резисторам сопротивлением 100 *ом*, включенным в цепи эмиттеров транзисторов, надо подсоединить конденсаторы емкостью 5—25 тыс. *пф*. Этим мероприятием граничная частота усилителя увеличится в 1,5 раза.

Настройка усилителя сводится к подбору коллекторных токов, указанных на схеме, и получению заданного коэффициента усиления.

6-5. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

В реле времени, схема которого приведена на рис. 6-17, время срабатывания можно установить в пределах от 1 до 30 *сек*. Как только замыкается выключатель *Вк*, конденсатор C_1 через проводящий тран-

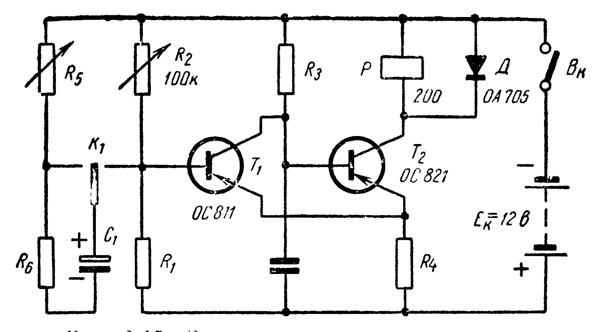


Рис. 6-17 Реле времени на транзисторах

зистор T_1 заряжается. Время заряда определяется сопротивлением резистора R_5. Транзистор T_2 под действием транзистора T_1 заперт. Когда ток в *RC*-цепочке снизится до 37% своего максимального значения, транзистор T_2 начинает проводить и подключает реле *Р* к источнику питания. Реле срабатывает и остается в этом положении до тех пор, пока не будет отключен источник питания. Одна из контактных групп реле подключает конденсатор C_1 к резистору R_6, через который

он разряжается. Как только выключатель *Вк* будет разомкнут, схема возвратится в исходное состояние.

Другая простая схема реле времени показана на рис. 6-18. Экспоненциально возрастающее напряжение заряда конденсатора *С* превышает напряжение стабилизации стабилитрона *Д*, тем самым на базу подается отрицательное напряжение и транзистор отпирается. Реле срабатывает.

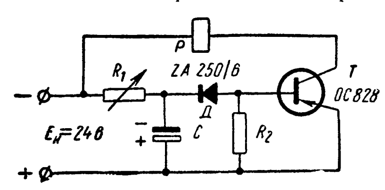


Рис. 6-18. Схема простого реле времени со стабилитроном и транзистором.

Для времени выдержки 10 *сек* емкость конденсатора *С* равна приблизительно 250 *мкф*. Изменением сопротивления R_1 выдержку можно регулировать. В случае, если к реле предъявляются высокие требования к точности срабатывания, желательно применить танталовый конденсатор.

6-6. МЕГОММЕТР С ТРАНСФЕРТЕРОМ

Для измерения сопротивления изоляции и высокоомных цепей применяются мегомметры. Схема мегомметра, имеющего два диапазона измерений: 500 и 1 000 *Мом*, дана на рис. 6-19.

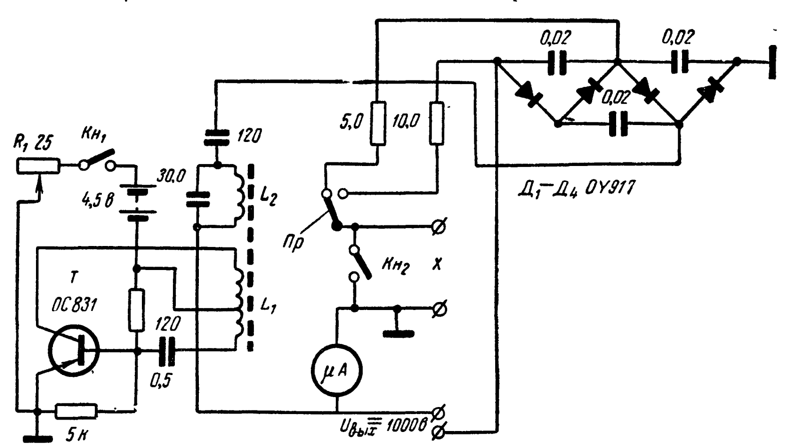


Рис. 6-19. Схема мегомметра на транзисторе (пробник изоляции).

Включение мегомметра производится кнопкой $Кн_1$, кнопка $Кн_2$ служит для установки стрелки прибора на 0 (для чего при нажатой кнопке $Кн_2$ изменяется сопротивление резистора R_1).

Катушки L_1 и L_2 наматываются на ферритовом горшкообразном сердечнике диаметром 36 *мм*. Катушка L_1 имеет 2×70 витков провода ПЭВ0,35, катушка L_2 — 5 000 витков провода ПЭВ0,1.

Частота генерации трансфертера равна 20 *кгц*. Переключение диапазонов измерений производится переключателем *Пр*.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ПРИЛОЖЕНИЯ

7-1. ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ГДР

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э}\cdot10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э}\cdot10^{-6}$, *сим*	$F_{ш}$, *дб*	f_{α}, *кгц*	$U_{к.э.\ макс}$, *в*	$I_{к.\ макс}$, *ма*	$P_{к.\ макс}$, *мвт*	$t_{п.\ макс}$, °C	$R_{т}$, °C/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C'_{б.к}$, *пф*
Ge *p-n-p* НЧ													
OC810	800	10	16	40		300	—20	10	25	65	1,2	15	—
OC811	1 500	10	40	60		300	—20	15	25	65	1,2	15	—
OC812	5 000	20	34	20	<10	300	—20	15	25	65	1,2	15	—
OC813	2 500	10	40	60	25	1 000	—20	15	25	65	1,2	15	—
OC814	5 000	20	32	20	<5	300	—20	15	25	65	1,2	15	—
OC815	1 500	15	10—20	60	<25	300	—15	50	50	75	0,4	15	—
OC816	1 200	30	20—100	100	<25	300	—15	50	50	75	0,4	15	—
OC820	—	—	—	—	<25	300	—20	150	150	75	0,2	15	—
OC821	—	—	—	—	<25	300	—20	150	150	75	0,2	15	—
OC822	—	—	—	—	—	300	—30	250	150	75	0,2	15	—
OC823	—	—	—	—	—	300	—30	250	150	75	0,2	15	—

Продолжение

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э}\cdot10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э}\cdot10^{-6}$, *сим*	$F_ш$, *дб*	f_α, *кгц*	$U_{к.э.\,макс}$, *в*	$I_{к.\,макс}$, *ма*	$P_{к.\,макс}$, *мвт*	$t_{п.\,макс}$, °C	$R_т$, °C/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C_{б'к'}$, *пф*
Ge *p-n-p* НЧ													
OC824	2 500	30	10—70	150	<25	300	—20	150	150	75	0,2	15	—
OC825	2 500	20	>20	100	<25	300	—20	150	150	75	0,2	15	—
OC826	2 500	30	>20	150	<10	300	—20	150	150	75	0,2	15	—
OC827	2 500	30	>20	150	<5	300	—20	150	150	75	0,2	15	—
OC828	2 500	30	>20	150	—	300	—30	150	150	75	0,2	15	—
OC829	—	—	>20	—	—	300	—60	150	150	75	0,2	15	—
OC831	—	—	20	—	—	—	—20	1 000	1 000	75	20	30	—
OC832	—	—	20	—	—	—	—30	1 000	1 000	75	20	30	—
OC833	—	—	>20	—	—	—	—60	1 000	1 000	75	20	30	—
OC836	—	—	>20	—	—	—	—20	1 000	4 000	75	—	—	—
OC837	—	—	>20	—	—	—	—30	1 000	4 000	75	—	—	—
OC838	—	—	>20	—	—	—	—60	1 000	4 000	75	—	—	—
Ge *p-n-p* ВЧ													
OC871	—	—	>20	—	<20	3 000	—15	20	30	75	1,5	25	50
OC872	—	—	>30	—	<15	7 000	—15	20	30	75	1,5	25	50

7-2. ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ЧЕХОСЛОВАКИИ

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э} \cdot 10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э} \cdot 10^{-6}$, *сим*	$F_ш$, *дб*	f_α, *кгц*	$U_{к.\ э.\ макс}$, *в*	$I_{к.\ макс}$, *ма*	$P_{к.\ макс}$, *мвт*	$t_{п.\ макс}$, °С	$R_т$, °С/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C_{б.\ к}$, *пф*
						Ge *p-n-p* НЧ							
101NU70	550	8	12	22	—	200	+20	100	30	75	—	20	—
102NU70	600	10	16	25	—	500	+25	100	50	75	—	15	—
103NU70	1 000	15	40	60	—	500	+25	100	50	75	—	10	—
104NU70	1 000	15	40	60	<15	500	+25	100	50	75	—	10	—
						Ge *p-n-p* ВЧ							
152NU70	2 000	—	20—100	—	10	2 500	+10	10	25	75	—	12	—
153NU70	750	—	10—40	—	20	1 000	+10	10	25	75	—	10	20
154NU70	2 000	—	20—100	—	20	2 500	+10	10	25	75	—	10	—
155NU70	—	—	25—125	—	—	6 000	+10	10	80	75	0,6	12	10
156NU70	—	—	45—225	—	—	15 000	+10	10	80	75	0,6	10	10

7-3. ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ США

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э} \cdot 10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э} \cdot 10^{-6}$, *сим*	$F_ш$, *дб*	f_α, *кгц*	$U_{к.э.макс}$, *в*	$I_{к.макс}$, *ма*	$P_{к.макс}$, *мвт*	$t_{п.макс}$, °C	$R_т$, °C/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C_{б.к}$, *пф*
						Ge *p-n-p* НЧ							
2N34	1 000	—	>30	—	18	600	—25	10	50	—	—	10	—
2N35	1 000	—	>30	—	16	800	+25	10	50	—	—	5	—
2N38A	1 000	—	—	—	16	—	—25	20	125	—	—	—	—
2N43	—	—	>30	—	—	1 000	—45	50	150	—	—	—	—
2N45	—	—	—	—	—	1 000	—45	50	150	—	—	—	—
2N105	2 300	—	—	—	4,5	200	—25	15	35	—	—	—	—
						Ge *n-p-n* ВЧ							
2N167	—	—	—	—	—	8 000	+30	75	65	—	—	—	—
2N170	—	—	—	—	—	2 300	+6	20	25	—	—	—	—
2N193	—	—	—	—	—	3 000	+15	50	50	—	—	—	—
2N194	—	—	—	—	—	4 000	+15	50	50	—	—	—	—
						Ge *p-n-p* НЧ							
2N256	—	—	>20	—	—	200	30	3 000	1 500	—	—	—	—
CK722	800	—	>30	—	25	300	—22	10	25	—	—	—	—
						Ge *p-n-p* ВЧ							
CK760	600	—	>40	—	25	5 000	—6	5	25	—	—	—	—
CK762	600	—	>50	—	21	20 000	—10	5	50	—	—	—	15
SB-100	—	—	>60	—	15	30 000	—4,5	5	10	—	—	—	5
2N1143	—	—	20	—	—	500 000	25	100	250	100	0,2	10	7
2G101	—	—	20	—	3,6	300 000	15	10	60	85	—	20	—
2G110	—	—	25	—	—	350 000	15	100	250	85	—	20	—
						Si *n-p-n* ВЧ							
2S017	625	8	20	—	—	4 000	60	200	4 000	200	—	0,5	—

7-4. ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ФРАНЦИИ

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э}\cdot 10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э}\cdot 10^{-6}$, *сим*	$F_{ш}$, *дб*	f_{α}, *кгц*	$U_{к.э.макс}$, *в*	$I_{к.макс}$, *ма*	$P_{к.макс}$, *мвт*	$t_{п.макс}$, °C	$R_{т}$, °C/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C'_{б.к}$, *пф*
Ge *p-n-p* НЧ													
TJN-4	450	4	10—30	20	30	2 300	—25	10	50	—	—	10	40
TJN-IB	700	4	18	15	8	700	—25	10	50	—	—	5	40
TJN-2	1 700	8	45	26	30	1 600	—25	10	50	—	—	4	33
TJN-2	2 700	8	75	36	30	2 000	—25	10	50	—	—	4	20
TJN-3	800	5	23	20	—	—	—25	100	50	—	—	10	—
TJN-4	1 000	5	40	20	—	—	—25	100	50	—	—	8	—
Ge *p-n-p* ВЧ													
TJN-6	—	—	35	—	—	5 000	—20	40	50	85	—	—	14
TJN-7	—	—	45	—	—	7 500	—15	40	50	85	—	—	12
TJN-300	—	—	30	—	—	200	—30	2 000	4 000	85	2	500	—

7-5. ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ФРГ

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э}\cdot 10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э}\cdot 10^{-6}$, *сим*	$F_{ш}$, *дб*	f_{α}, *кгц*	$U_{к.э.макс}$, *в*	$I_{к.макс}$, *ма*	$P_{к.макс}$, *мвт*	$t_{п.макс}$, °C	$R_{т}$, °C/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C'_{б.к}$, *пф*
						Ge *p-n-p* НЧ							
OC32	600	3,8	9—16	15	17	600	—15	50	50	65	0,4	15	
OC33	1 000	6	16—32	25	17	750	—15	50	50	65	0,4	15	
OC34	1 800	11	>32	45	17	900	—15	50	50	65	0,4	15	
OC37	—	—	—	—	—	—	—30	125	65	65	0,3	15	
OC303	1 000	6	16—32	25	12	750	—15	50	67,5	75	0,45	15	
OC304	1 800	11	70	45	12	900	—15	50	67,5	75	0,45	15	
OC307	—	—	—	—	—	—	—30	250	100	75	0,3	15	
OC308	—	—	40	—	—	500	—30	250	100	75	0,3	10	
OC320	600	3,8	9—16	15	18	600	—15	35	35	65	0,7	15	
OC330	1 000	6	16—32	25	18	800	—15	35	35	65	0,7	15	
OC340	1 800	11	32—120	45	18	1 100	—15	35	35	65	0,7	15	
OC350	4 500	13	150	50	18	2 000	—8	35	35	65	0,7	15	
OC360	1 200	7,5	>20	30	9	800	—15	35	35	65	0,7	15	
						Ge *p-n-p* ВЧ							
OC390	1 800	6	40	32	—	4 500	—5	9	45	45	0,8	10	13
OC400	1 800	6	>20	32	—	7 000	—5	9	45	45	0,8	10	12
OC410	1 800	6	>20	32	—	12 000	—5	9	45	45	0,8	10	25

Тип	$h_{11э}$, *ом*	$h_{12э}\cdot10^{-4}$	$h_{21э}$	$h_{22э}\cdot10^{-6}$, *сим*	$F_{ш}$, *дб*	f_{α}, *кгц*	$U_{к.э.макс}$, *в*	$I_{к.макс}$, *ма*	$P_{к.макс}$, *мвт*	$t_{п.макс}$, °C	$R_{т}$, °C/*мвт*	$I_{к0}$, *мка*	$C_{б'к}$, *пф*
						Si *p-n-p* НЧ							
OC430	900	10	10—20	50	—	—	—10	50	200	150	0,25	0,4	40
OC440	900	10	10—20	30	—	—	—30	50	200	150	0,25	0,4	40
OC450	1 100	6	20	25	—	—	75	50	200	150	0,25	0,4	40
OC460	1 400	7	30	70	—	—	—10	50	200	150	0,25	0,4	40
OC470	1 400	7	30	40	—	—	—30	50	200	150	0,25	0,4	40
						Ge *p-n-p* НЧ							
OC602	750	6	40	50	5	1 000	20	50	50	75	—	<10	—
OC603	900	6	50	50	3	11 000	20	—	50	75	—	<10	—
						Ge *p-n-p* ВЧ							
OC612	3 000	—	60	—	—	6 000	10	—	30	75	—	<5	30
OC613	5 000	—	90	—	7	10 000	10	—	30	75	—	<10	25
OC614	3 500	—	60	—	8	45 000	12	—	30	75	—	<30	3
OC615	5 000	—	110	—	7	80 000	12	—	30	75	—	<30	2,5
AF101	3 000	—	50	—	7	14 000	12	—	30	75	—	7	20
AF105	2 000	—	45	—	—	55 000	12	—	30	75	—	<30	3,5
						Ge *p-n-p* НЧ							
AC105	—	—	—	—	—	—	20	1 000	400	75	0,05	8	—

7-6. ФОРМУЛЫ ДЛЯ ПЕРЕСЧЕТА ГИБРИДНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Расчет h_{mn} для схемы с общим эмиттером или коллектором из h_{mn} схемы с общей базой

$$h_{11\text{э}} = \frac{h_{11\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} + \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{h_{11\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}};$$

$$h_{12\text{э}} = \frac{\Delta h_{\text{б}} - h_{12\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} + \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{\Delta h_{\text{б}} - h_{12\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}};$$

$$h_{21\text{э}} = \frac{- h_{21\text{б}} - \Delta h_{\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} - \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{- h_{21\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}};$$

$$h_{22\text{э}} = \frac{h_{22\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} + \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{h_{22\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}};$$

$$h_{11\text{к}} = \frac{h_{11\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} + \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{h_{11\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}};$$

$$h_{12\text{к}} = \frac{1 + h_{21\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} + \Delta h_{\text{б}}} \approx 1;$$

$$h_{21\text{к}} = \frac{h_{12\text{б}} - 1}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} + \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{-1}{1 + h_{21\text{б}}};$$

$$h_{22\text{к}} = \frac{h_{22\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}} - h_{12\text{б}} - \Delta h_{\text{б}}} \approx \frac{h_{22\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}},$$

где

$$\Delta h_{\text{б}} = h_{11\text{б}} h_{22\text{б}} - h_{12\text{б}} h_{21\text{б}}.$$

Расчет h_{mn} для схемы с общей базой или общим коллектором из h_{mn} схемы с общим эмиттером

$$h_{11\text{б}} = \frac{h_{11\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}} - h_{12\text{э}} + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{h_{11\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}};$$

$$h_{12\text{б}} = \frac{\Delta h_{\text{э}} - h_{12\text{э}}}{1 + h_{21} - h_{12\text{э}} + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{\Delta h_{\text{э}} - h_{12\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}};$$

$$h_{21\text{б}} = \frac{- h_{21\text{э}} - \Delta h_{\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}} - h_{12\text{э}} + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{- h_{21\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}};$$

$$h_{22\text{б}} = \frac{h_{22\text{э}}}{1 + h_{21} - h_{12\text{э}} + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{h_{22\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}};$$

$$h_{11\text{к}} = h_{11\text{э}}; \quad h_{12\text{к}} = 1 - h_{12\text{э}} \approx 1;$$

$$h_{21\text{к}} = -1\,(1 + h_{21\text{э}}); \quad h_{22\text{к}} = h_{22\text{э}},$$

где

$$\Delta h_{\text{э}} = h_{11\text{э}} h_{22\text{э}} - h_{12\text{э}} h_{21\text{э}}.$$

Расчет h_{mn} для схемы с общей базой или общим эмиттером из h_{mn} схемы с общим коллектором

$$h_{11б} = \frac{h_{11к}}{\Delta h_к}; \quad h_{12б} = \frac{h_{21к} + \Delta h_к}{\Delta h_к};$$

$$h_{21б} = \frac{h_{12к} - \Delta h_к}{\Delta h_к}; \quad h_{22б} = \frac{h_{22к}}{\Delta h_к};$$

$$h_{11э} = h_{11к}; \quad h_{12э} = 1 - h_{12к};$$

$$h_{21э} = -(1 + h_{21к}); \quad h_{22э} = h_{22к},$$

где

$$\Delta h_к = h_{11к}h_{22к} - h_{12к}h_{21к}.$$

ОГЛАВЛЕНИЕ

---

70 к.